

TEKNILLINEN KORKEAKOULU

Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta

Kim Blomqvist

MAGNEETTIKUVAUSLAITTEEN VASTAANOTTOKELOJEN SOVI-
TUSPIIRIN TOTEUTUKSEN TUTKIMINEN

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin
tutkintoa varten Espoossa 21.4.2009

Työn valvoja:

Prof. Raimo Sepponen

Työn ohjaaja:

TkT Julius Koskela

Tekijä: Kim Blomqvist		
Työn nimi: Magneettikuvauslaitteen vastaanottokelojen sovituspierin toteutuksen tutkiminen		
Päivämäärä: 21.4.2009	Kieli: Suomi	Sivumäärä: 9+57
Tiedekunta: Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta		
Professuuri: Sovellettu elektroniikka		Koodi: S-66
Valvoja: Prof. Raimo Sepponen		
Ohjaaja: TkT Julius Koskela		
<p>Tässä opinnäytetyössä perehdytään 1 teslan magneettikuvauslaitteen vastaanottokelojen sovituspierin toteutukseen liittyviin kysymyksiin. Vastaanottokela on herkkä antenni, joka vastaanottaa kuvattavan potilaan pehmytkudoksesta lähtevän erittäin heikon kaikusignaalin. Vastaanotettu signaali vahvistetaan vastaanottokelessa matalaimpedanssisella ja -kohinaisella esivahvistimella. Esivahvistimia vastaanottokela sisältää yhden jokaista sen kanavaa kohden ja ne on liitetty kelaelementteihinsä sovituspierillä. Ideaalinen sovitus minimoi sekä esivahvistuksesta johtuvan lisäkohinan että kelaelementtien välisen signaali- ja kohinavirtojen kytketymisen. Käytetyn esivahvistimen optimaalista kohinasovitusta varten työssä rakennettiin mittausympäristö sen kohinaparametrien mittaamiseksi. Kelaelementtien välistä kytkentää tutkittiin kahden testisilmukan mittausasetelmalla. Potilas kuormituksen ja kelaelementin vireen vaikutusta sovitukseen tarkasteltiin piirisimulaattorilla. Simulaattorilla tutkittiin myös koaksiaalijohdon liittämistä osaksi sovituspieriä. Tuloksissa esitetään esivahvistimen kohinaympyrät, miten koaksiaalijohtoa voidaan käyttää osana sovituspieriä ja kuinka potilaskuormitus ja kelaelementin vire tulee ottaa sovituksessa huomioon.</p>		
Avainsanat: Magneettikuvaus, vastaanottokela, esivahvistin, kohinaympyrät, katkaisuimpedanssi, potilaskuormitus, koaksiaalijohto		

Author: Kim Blomqvist

Title: The Research of Implementation of Matching Circuit for the MRI
Receiver Coils

Date: 21.4.2009

Language: Finnish

Number of pages: 9+57

Faculty: Faculty of Electronics, Communications and Automation

Professorship: Applied Electronics

Code: S-66

Supervisor: Prof. Raimo Sepponen

Instructor: Dr.Sc.(Tech.) Julius Koskela

This thesis focuses on questions related to the matching electronics of the receiver coils in 1 T magnetic resonance imaging. The receiver coil is a sensitive antenna that is used to detect the MR signal from the patient. The received signal is amplified by a low-noise and low-input impedance preamplifier. Amplifiers are attached to the receiver coil loops via a matching circuit. An ideal matching minimizes both the added noise from the preamplification and the coupled signal and noise currents between receiver loops in the multichannel coil. Two measurement setups were built: one to measure the noise parameters of the preamplifier used, another to examine the coupling effects between two loops. The effect of the patient load and the tune of the loop on the matching were studied via circuit simulations. The circuit simulator was also used to examine the possibility to use coaxial cable as a part of the matching circuit. The results include the noise circles of the preamplifier and the use of coaxial cable in practice. It is also shown in this thesis how the patient load and the tune of the loop have to be taken into account.

Keywords: MRI, receiver coil, preamplifier, noise circles, decoupling impedance, patient load, coaxial cable

Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty Philips Medical Systems MR Finlandin tuotekehitysosastolla RF-kelaryhmässä. Haluan kiittää Philipsiä ja esimiestäni FT Mika Ylihautalaa mahdollisuudesta tehdä tämä diplomityö sekä tilaisuudesta työskennellä mielenkiintoisten ja haastavien töiden parissa.

Työn valvojana on toiminut professori Raimo Sepponen Teknillisen korkeakoulun elektroniikan laitokselta. Sepposta haluan kiittää saamistani kommentteista sekä kiinnostuksesta työtäni kohtaan.

Erityisesti haluan kiittää ohjaajaani TkT Julius Koskelaa kaikista niistä neuvoista ja saamistani avusta, jota olen työni eri vaiheissa tarvinnut. Suuret kiitokset myös työtovereilleni mukavasta työilmapiiristä ja kannustuksesta.

Lisäksi haluan kiittää vanhempiani opiskelujeni tukemisesta. Olen oppinut paljon mielenkiintoisia asioita ja kiinnostukseni valitsemaani alaa kohtaan on lisääntynyt entisestään tiedon karttuessa.

Espoo, 7.4.2009

Kim H. Blomqvist

Sisältö

Tiivistelmä	ii
Tiivistelmä (englanniksi)	iii
Esipuhe	iv
Sisältö	v
Symbolit ja lyhenteet	vii
1 Johdanto	1
2 Teoreettinen tausta	3
2.1 Magneettikuvaus	3
2.2 Kelaelementin sovittaminen esivahvistimeen	6
2.2.1 Potilaskuormituksen vaikutus sovituksessa	8
2.2.2 Koaksiaalikaapeli osana sovituspiiriä	9
2.3 Sähköinen kohina	11
2.3.1 Esivahvistimen kohinaparametrit ja -sovitus	14
2.3.2 Kohinan mittaaminen	17
3 Tutkimusaineisto ja -menetelmät	19
3.1 Esivahvistimen kohinaparametrien mittaaminen	19
3.1.1 Mittausasetelman suunnittelu ja rakentaminen	20
3.1.2 Mittauksen kulku	26
3.1.3 Mittausepävarmuuden arviointi	28
3.2 Kelaelementin katkaisuimpedanssin vaikutuksen tutkiminen	30
3.3 Sovituksen tarkastelu piirisimulaattorilla	32
4 Tulokset	34
4.1 Esivahvistimen kohinaparametrit ja kohinaoptimi	34
4.2 Katkaisuimpedanssin vaikutus kahden silmukan välisessä kytkennässä	37
4.3 Sovituksen toteuttaminen	38
4.3.1 Koaksiaalikaapeli osana sovituspiiriä	39
4.3.2 Esivahvistimen sisäänmenon vaikutus sovituksessa	43

4.3.3 Kelan vireen ja potilaskuormituksen vaikutus sovituksessa . .	44
5 Yhteenveto	48
Viitteet	50
Liite A Vahvistimen kohinaluvun kaavan johto	52
Liite B Mitattujen kohinalukujen sovitus kohinaympyröihin	56

Symbolit ja lyhenteet

Symbolit

Φ	Magneettivuo
α	Aallon vaimennuskerroin aaltojohtimessa
β	Aallon etenemiskerroin aaltojohtimessa
γ	Ytimen gyromagneettinen suhde, protonille $\gamma/2\pi = 42,576 \text{ MHz/T}$
ϵ_r	Suhteellinen permittiivisyys
η	Väliaineen ominaisimpedanssi
μ	Magneettinen momentti
μ_r	Suhteellinen permeabiliteetti
ρ	Heijastuskerroin
σ	Johtavuus
ω	Kulmataajuus
Δf	Kohinakaistanleveys
A_v	Jännitevahvistus
A_{vo}	Maksimijännitevahvistus
B_s	Lähdesuskeptanssi
C_{match}	Kelaelementin sovituskondensaattorin kapasitanssi
C_p	Rinnakkaiskapasitanssi
C_s	Sarjakapasitanssi
D	Koaksiaalijohdon ulkohalkaisija sen suojan sisäpintaan asti
d	Koaksiaalijohdon sisäjohtimen halkaisija
e_n	Kohinajännite
E_n	Kohinajännitteen tehollisarvo
e_{ni}	Ekvivalenttinen kohinalähde
E_{ni}	Ekvivalenttisen kohinalähteen tehollisarvo
e_t	Lämpökohinajännite
E_t	Lämpökohinajännitteen tehollisarvo
F	Kohinakerroin
f_c	Puolentehon rajataajuus
f_r	Resonanssitaajuus
G	Konduktanssi tai vahvistus desibeleissä
G_s	Lähdekonduktanssi
k	Boltzmannin vakio $= 1,38 \times 10^{-23} \text{ WK}^{-1}\text{Hz}^{-1}$
K_t	Systeemivahvistus
NF	Kohinaluku [dB]
h	Planckin vakio $= 6,6260693(11) \times 10^{-34} \text{ Js}$
i_n	Kohinavirta
I_n	Kohinavirran tehollisarvo
IL	Väliinkytkemisvaimennus [dB]

L	Induktanssi tai vaimennus desibeleissä
L_{com}	Koaksiaalijohdon kompensatiokelan induktanssi
L_{loop}	Kelaelementin itseisinduktanssi
L_{match}	Sovituskelan induktanssi
L_p	Rinnakkaiskela
L_s	Sarjakela
N_t	Lämpökohinateho
P_{av}	Yltöteho, available power
Q_1	Kelaelementin hyvyysluku
Q_{load}	Kelaelementin kuormitettu hyvyysluku
R_α	Koaksiaalijohdolle arvioitu häviöresistanssi
R_d	Kelaelementin katkaisuresistanssi
R_{in}	Sisäänmenoresistanssi
R_n	Ekvivalenttinen kohinaresistanssi
R_p	Potilaskuormituksesta aiheutuva resistanssi
R_s	Lähdereistanssi tai koaksiaalikaapelin pintaresistanssi
T_0	Huoneenlämpötila [K]
T_C	Kohinamittauksessa kylmän kuorman lämpötila [K]
T_H	Kohinamittauksessa kuumen kuorman lämpötila [K]
X_s	Lähdereaktanssi
Z_0	Siirtojohdon ominaisimpedanssi
Z_{opt}	Se generaattorin impedanssi, jolla vahvistimen kohinakerroin on miniarvossaan
Z_s	Lähdeimpedanssi
$Z_{s,pa}$	Esivahvistimen näkemä lähdeimpedanssi
Z_d	Kelaelementin katkaisuimpedanssi
Y_0	Siirtojohdon ominaisadmittanssi
Y_s	Lähdeadmittanssi
Y_{opt}	Se generaattorin admittanssi, jolla vahvistimen kohinakerroin on miniarvossaan

Operaattorit

$\frac{d}{dt}$	Derivaatta muuttujan t suhteen
$\frac{\partial}{\partial z}$	Osittaisderivaatta muuttujan z suhteen
$\int_a^b G(f) df$	Funktion $G(f)$ määrätty integraali a :sta b :hen muuttujan f suhteen
$\sum_{i=1}^n$	Summa indeksin i yli
$\langle \dots \rangle$	Aritmeettinen keskiarvo
$ z $	Muuttujan z itseisarvo
z^*	Kompleksiluvun z kompleksikonjugaatti
z'	Kompleksiluvun z reaaliaosa
z''	Kompleksiluvun z imaginaariosa
$\text{Re}(z)$	Kompleksiluvun z reaaliaosa
$\text{Im}(z)$	Kompleksiluvun z imaginaariosa

Lyhenteet

BNC	Bayonet Neill Concelman
CTM	Coil Test Model, suojattu huone vastaanottokelojen RF-ominaisuuksien testaamiseen
DUT	Device under test, tutkittava laite
ENR	Excess noise ratio, lisäkohinasuhde
IL	Insertion loss, väliinkytkemisvaimennus
LNA	Low-noise amplifier, matalakohinainen vahvistin
MRI	Magnetic resonance imaging, magneettikuvaus
NF	Noise figure, kohinaluku
NFA	Noise figure analyzer, kohina-analysaattori
NMR	Nuclear magnetic resonance, ydinmagneettinen resonanssi
RF	Radio frequency, radiotaajuus (yläraja noin 300 MHz)
RMS	Root mean square, neliöllinen keskiarvo
SMA	SubMiniature version A
SNR	Signal-to-noise ratio, signaali-kohinasuhde
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis, piirisimulaattori

1 Johdanto

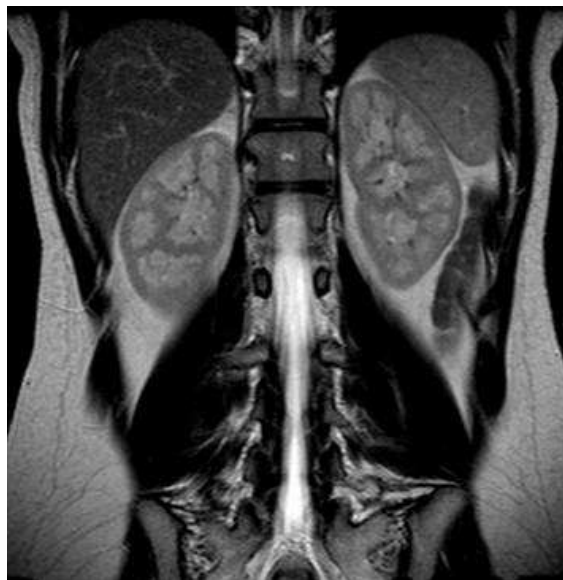
Magneettikuvauksella (MRI, Magnetic resonance imaging) voidaan muodostaa potilaan kehosta tai sen osista kaksi- tai kolmiulotteisia kuvia, ja se soveltuu erityisesti aivojen, selkärangan, nivelten ja verisuoniston kuvaukseen [1, s. 157]. Kuvausmenetelmä perustuu pehmytkudoksessa – pääasiassa vedessä – olevien vety-ytimien eli protonien ydinmagneettisiin ominaisuuksiin (NMR, Nuclear magnetic resonance). Tyypillisessä magneettikuvauslaitteessa kuvattava potilas makaa putken muotoisessa tilassa, joka on magneettikenttiä tuottavien kelojen ympäröimä. Putken sisällä vallitsee koko ajan staattinen magneettikenttä, joka on tyypillisesti voimakkuudeltaan noin 0,6–3 teslaa.

Voimakkaan magneettikentän lisäksi magneettikuvauksessa tarvitaan myös lähetys- ja vastaanottokela. Lähetyskelalla synnytetään potilaan pehmytkudoksessa olevien protonien resonanssi-ilmiö ja vastaanottokelalla havaitaan siitä syntynyt signaali. Vastaanottokelat on yleensä suunniteltu tietyn ruumiinosan kuvaamiseen. Kuvassa 1 näkyy aivokuvauksia varten suunniteltu pääkela ja kuvassa 2 on ihmisen vatsan alue kuvattuna Philipsin 1 T:n magneettikuvauslaitteella. Tämä diplomityö keskittyy vastaanottokelon sovituspierin tutkimiseen 1 T:n magneettikuvauslaitteessa. Sovituspierillä monikanavaisen vastaanottokelan kelaelementit sovitetaan esivahvistimiinsa. Kelaelementti on johdinsilmukka, joka havaitsee magneettikenttää. Se toimii vastaanottavana antennina halutulla taajuudella, kun sen päiden välissä on kondensaattori, jolla silmukka on resonanssissa tällä taajuudella. 1 T:n magneettikuvauksessa resonanssitaajuus on 42,576 MHz.

Vastaanottokelan kelaelementtien sovituksen tutkiminen sisältää monia haasteita. Työssä keskitytään esivahvistimen kohinasovitukseen, potilaskuormituksen vaikutuksen arviointiin sovituksessa ja monikanavakelan kelaelementtien välisten kytkentöjen hallintaan. Magneettikuvauksessa mitattava radiotaajuinen hyötysignaali on erittäin heikko, joten kohinatason minimointi on tärkeää diagnostisesti laadukkaiden potilaskuvien saamiseksi. Ideaalinen sovitus minimoi sekä esivahvistuksesta johtuvan lisäkohinan että kelaelementtien välisen signaali- ja kohinavirtojen kytkeytymisen. Ennen työn aloittamista 1 T:n vastaanottokeloissa käytetyn esivahvistimen kohinaparametreja ei tunnettu ja kesällä 2008 tehdyt kahden silmukan kytkentätestit osoittivat, että kelaelementtien hyvällä erotuksella on suuri vaikutus signaali-kohinasuhteeseen. Lisäksi koaksiaalikaapelin käyttäminen osana sovituspieriiä oli aiheuttanut ongelmia. Tämä työ sisältää sovituksen liittyvää teoriaa sekä metodiikan esivahvistimen kohinaparametrien mittaamiseksi. Tuloksissa esitetään käytetyn esivahvistimen kohinaparametrit, kuinka toteuttaa ideaalinen sovitus sekä miten koaksiaalikaapelia voidaan käyttää osana sovituspieriiä.



Kuva 1: Taustalla Philipsin tavanomainen putken muotoinen magneettikuvauslaitte. Kuvan potilas on menossa aivokuvaukseen ja hänelle asetetaan kuvausta varten suunniteltu pääkela.



Kuva 2: Ihmisen maksa ja munuaiset kuvattuna Philipsin 1 T:n magneettikuvauslaitteella.

2 Teoreettinen tausta

Tässä kappaleessa käydään läpi magneettikuvauksen fysiikkaa ja instrumentointia sekä teoria kelaelementin sovittamiseksi esivahvistimeen. Sovittamisessa käytetään matalaimpedanssisia esivahvistimia. Matala sisäänmenoimpedanssi muuntuu sovituksessa suureksi kelaelementille näkyväksi katkaisuiimpedanssiksi. Näin monikanavakelan vastaanottoelementit saadaan paremmin erotettua toisistaan ja niiden välistä kohina- ja signaalivirtojen kytkeytymistä pienennettyä. Koska sovituksessa halutaan käyttää myös koaksiaali-kaapelia osana sovituspäätä, käydään läpi koaksiaali-kaapeliin liittyvää teoriaa. Kappaleessa *Sähköinen kohina* määritetään, mitä tarkoitetaan sähköisellä kohinalla, esitetään esivahvistimen kohinamalli ja sen hyvydestä kertovat tunnusluvut sekä teoria näiden parametrien mittaamiseksi.

2.1 Magneettikuvaus

Magneettikuvauksessa mitattava signaali on pääasiallisesti peräisin kuvattavan potilaan vetyioneista H^+ eli protoneista. Ihmisen pehmytkudos koostuu suureksi osaksi vedestä ja rasvasta, jotka sisältävät paljon protoneja. Magneettikuvauksella saadaan erinomainen kontrasti juuri pehmytkudokselle, kuten esimerkiksi aivoille.

Protoneilla on nk. spin-ominaisuus, joka aiheuttaa protonille kvantittuneen magneettisen momentin μ . Kuvan 3 kaltaisesti protoni voidaan mieltää pieneksi sauva-magneetiksi. Yhden protonin magneettinen momentti on suuruudeltaan

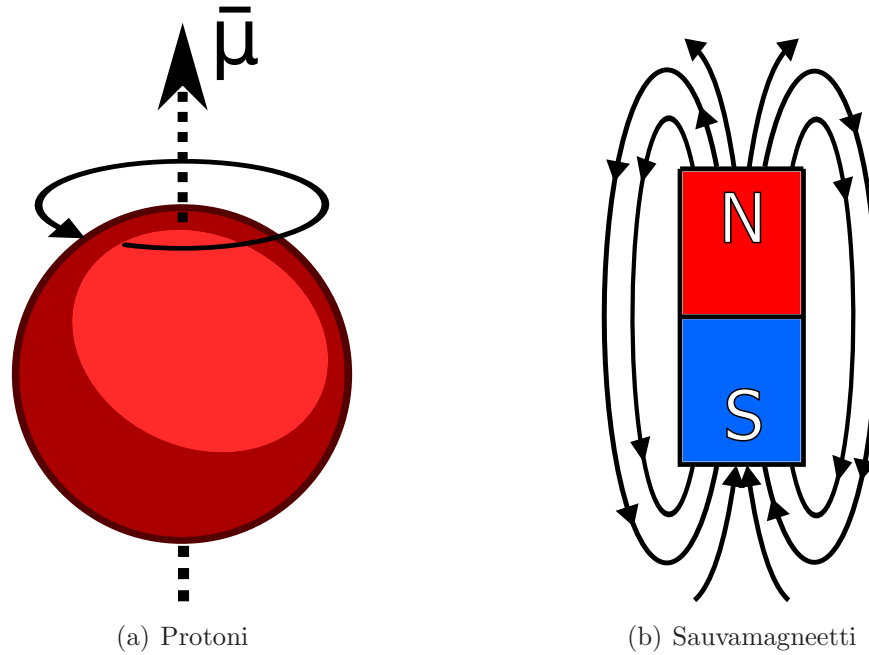
$$|\mu| = \frac{\gamma h \sqrt{3}}{4\pi}, \quad (1)$$

jossa h on Planckin vakio ja γ on ytimen gyromagneettinen suhde. Protonille $\gamma/2\pi = 42,576 \text{ MHz/T}$. [1]

Magneettikuvauksessa potilas asetetaan voimakkaaseen staattiseen magneettikenttään, jota merkitään symbolilla B_0 . Historiallisista syistä magneettikentän suunnaksi on sovittu z-akselin suunta. Tämä ulkoinen magneettikenttä pyrkii suuntaamaan kudoksissa olevien protonien magneettisen momentin kentän kanssa yhdensuuntaisesti. Magneettinen momentti kääntyy joko samansuuntaisesti tai vastakkaisuuntaisesti $54,7^\circ$ kulmassa B_0 kenttää vasten. Protoneita, joiden magneettinen momentti on suuntautunut z-akselin kanssa samansuuntaisesti on aina pieni määrä enemmän kuin vastakkaisuuntaisia. Tästä seuraa, että nettomagnetisaatio on suuruudeltaan positiivinen. Sitä kuinka monen protonin magneettinen momentti on järjestäytynyt z-akselin kanssa samansuuntaisesti, voidaan arvioida seuraavan yhtälön avulla

$$N_{\text{parallel}} - N_{\text{antiparallel}} = N_s \frac{\gamma h B_0}{4\pi k T}, \quad (2)$$

missä N_{parallel} on niiden protonien lukumäärä, joiden magneettinen momentti on suuntautunut magneettikentän B_0 kanssa samansuuntaisesti ja $N_{\text{antiparallel}}$ on nii-



Kuva 3: Kuvassa (a) on protoni, jolla on spin ja magneettinen momentti μ . Pelkistetysti protoni voidaan esittää kuvan (b) sauvamagneettina.

den protonien lukumäärä, joiden magneettinen momentti on ulkoisen kentän kanssa vastakkaissuuntainen. N_s on kaikkien protonien lukumäärä, k on Boltzmannin vakio ja T on lämpötila kelvineissä. Jos otetaan tarkasteltavaksi miljoona protonia, on 1 T:n magneettikuvauksessa sellaisia protoneita, joiden magneettinen momentti on suuntautunut ulkoisen kentän kanssa samansuuntaisesti, noin kolme kappaletta enemmän kuin vastakkaissuuntaisesti järjestyneitä. Tällöin z-akselin suuntainen nettomagnetisaatio on positiivinen, mutta ei paljon. Magneettikuvaukseen onkin hyvin epäherkkä tekniikka, koska se pystyy havaitsemaan suuresta joukosta protoneja vain pienen osan. [1]

Signaalin synty perustuu protonien prekessioliikkeeseen. Kun B_0 kentän suuntaiseen nettomagnetisaatioon lähetetään Larmor-taajuinen RF-pulssi, kääntyy protonien nettomagnetisaatio ja prekessioliike alkaa. Prekessioliike vuorostaan synnyttää vaihtelevan magneettikentän, joka ilmaistään vastaanottokelalla. Vastaanottokela täytyy olla viritetty Larmor-taajuudelle suurimman mahdollisen signaalin saamiseksi. Yksinkertainen vastaanottokela sisältää yhden johdinsilmukan, joka havaitsee protonien emittoiman muuttuvan magneettikentän. Muuttuva magneettikenttä indusoi silmukan päiden väliin jännitteen, jonka suuruus voidaan laskea Faradayn induktiolaista

$$V = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (3)$$

missä Φ on magneettivuo johdinsilmukan pinnan läpi. Johdinsilmukalla havaitaan

siis ainoastaan muuttuvia magneettikenttiä. Indusoitunut jännite on sitä suurempi, mitä nopeammin magneettikenttä muuttuu ajan funktiona.

Larmor-taajuus saadaan laskettua yhtälöllä

$$\omega = \gamma B_0, \quad (4)$$

missä B_0 on ulkoisen magneettikentän voimakkuus ja γ on ytimen gyromagneettinen suhde. 1 T:n magneettikuvauksessa protonin Larmor-taajuus on 42,576 MHz. Mitä suurempi on staattisen magneettikentän voimakkuus, sitä suurempi on Larmor-taajuus, ja sitä suurempi on vastaanotetun signaalin voimakkuus. Lisäksi voimakkaampi ulkoinen magneettikenttä aiheuttaa suuremman z-akselin suuntaisen netto-magnetisaation. [1]

Johdinsilmukan virittäminen Larmor-taajuudelle tapahtuu asettamalla oikean suuruinen kondensaattori johdinsilmukan päiden väliin. Taajuutta, jolla johdinsilmukan itseisinduktanssin L ja kapasitanssin C reaktanssit ovat itseisarvoltaan samansuuruiset, kutsutaan silmukan resonanssitaaajuudeksi. Johdinsilmukan resonanssitaaajuus on

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (5)$$

missä f_r on resonanssitaaajuus, L on silmukan itseisinduktanssi ja C on silmukan päiden väliin asetetun kondensaattorin kapasitanssi. Tyypillisesti johdinsilmukan viritys tapahtuu kokeilemalla jotakin kapasitanssin arvoa ja mittaamalla, millä taajuudella silmukka on resonanssissa. Mikäli viritys ei mennyt kerralla kuntoon, voidaan resonanssitaaajuus korjata oikealle taajuudelle laskemalla uusi kondensaattorin arvo yhtälöllä

$$C_r = \left(\frac{f_1}{f_r}\right)^2 C_1, \quad (6)$$

jossa f_1 ja C_1 on edellisen virityskierroksen mitattu resonanssitaaajuus ja käytetty kapasitanssiarvo. f_r on tavoiteltu resonanssitaaajuus eli Larmor-taajuus.

Kolmiulotteisen kuvan muodostamiseksi tarvitaan lähetyskelan ja vastaanottokelan lisäksi vielä nk. gradienttikelasto, joilla NMR-signaali saadaan paikkakoodatuksi. Gradienttikelastot muuttavat magneettikentän voimakkuutta niin, että kuvauskohteen eri osiin vaikuttaa hieman erisuuruinen magneettikenttä. Tällöin yhtälössä 4 esitetty taajuus ei ole enää vakio avaruuden eri pisteissä. Kuvaustilavuus jaetaan virtuaalisiin tilavuusalkioihin, joita kutsutaan vokseleiksi. Vierekkäisistä vokseleista voidaan muodostaa tasoja, jonka koon määrittää gradienttipulsseista saatu vaihe- ja taajuuskoodaus. [1]

2.2 Kelaelementin sovittaminen esivahvistimeen

Tämä kappale sisältää teorian kelaelementin sovittamisesta matalaimpedanssiseen esivahvistimeen. Käyttämällä matalaimpedanssista esivahvistinta saadaan monta kanavaa sisältävän vastaanottokelan kelaelementit paremmin erotettua toisistaan. Sovitukseen liittyvä teoria löytyy lähdeviitteestä [2].

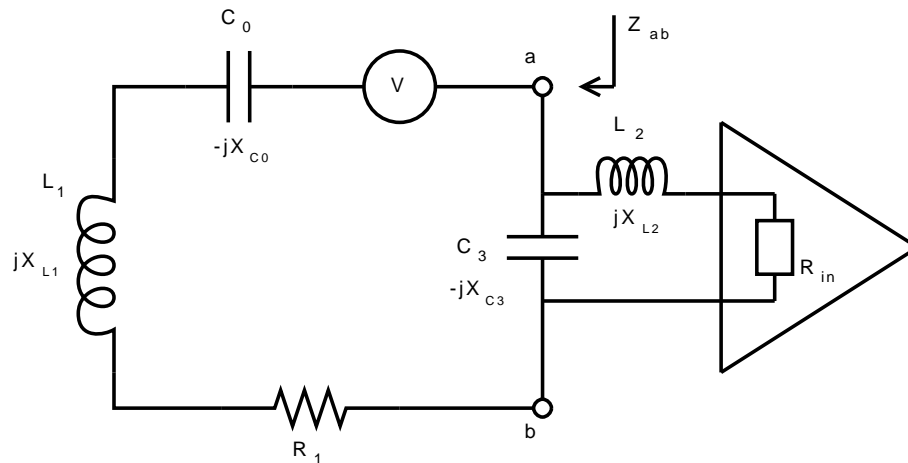
Kuvassa 4 on kytkentäkaavio kelaelementin sovittamisesta esivahvistimeen. L_1 on kelaelementin eli johdinsilmukan induktanssi ja R_1 on silmukan johdinmateriaalin resistiivisyydestä aiheutuva häviöresistanssi. Valitsemalla kondensaattorit C_0 ja C_3 sopivasti, saadaan kelaelementti resonoimaan halutulla taajuudella. Kela L_2 on nk. sovituslementti, jolla silmukka sovitetaan esivahvistimeen. Sovituksen tarkoituksena on saada silmukka näyttämään esivahvistimelle sopivalta impedanssilta, jolla esivahvistimesta aiheutuva kohina on mahdollisimman pieni. Toisaalta sovitus muuttaa matalaimpedanssisen esivahvistimen näyttämään silmukalle suurelta impedanssilta.

Kun kuvan 4 silmukka on resonanssissa, on seuraava yhtälö voimassa:

$$jX_{L_1} - jX_{C_0} = jX_{C_3}, \quad (7)$$

missä X_{L_1} on johdinsilmukan reaktanssi ja X_{C_0} sekä X_{C_3} ovat kapasitanssien reaktanssit. Pisteiden A ja B yli näkyvä impedanssi silmukkaan päin katsottuna on tällöin

$$Z_{ab} = \frac{X_{C_3}^2}{R_1} - jX_{C_3}. \quad (8)$$



Kuva 4: Piirikaavio vastaanottimelementin sovittamisesta esivahvistimeen. Jännitelähde V kuvaa potilaasta vastaanotettua NMR-signaalia.

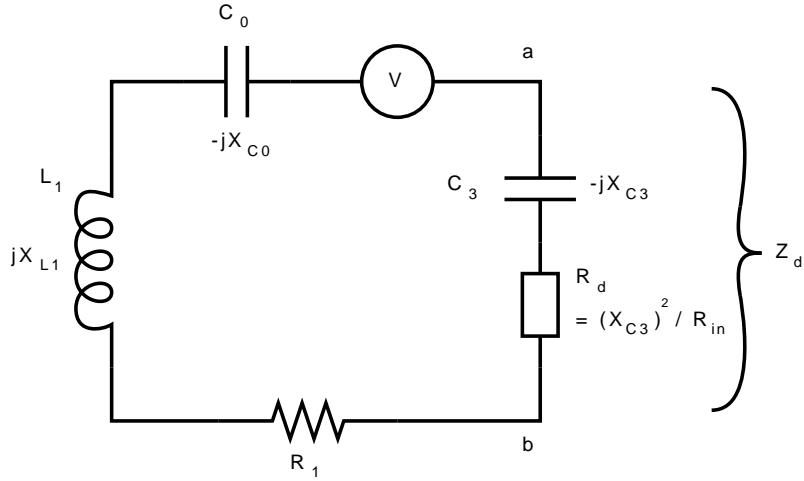
Esivahvistimen tulopuolella oleva lähdeimpedanssi $Z_{s,pa}$ on yhtälössä 8 lasketun impedanssin ja kelan L_2 sarjaankytkennän impedanssi:

$$\begin{aligned} Z_{s,pa} &= Z_{ab} + jX_{L_2} \\ &= \frac{X_{C_3}^2}{R_1} + j(X_{L_2} - X_{C_3}). \end{aligned} \quad (9)$$

Huomioitavaa on, että esivahvistimen lähdeimpedanssi muodostuu sarjaresonanssi-piiristä. Valitsemalla komponentit C_3 ja L_2 sopivasti, saadaan esivahvistimen lähdeimpedanssiksi haluttu arvo. Esimerkiksi valitsemalla sovituskomponentti siten, että $X_{C_3} = X_{L_2} = \sqrt{50R_1}$ on esivahvistimen lähdeimpedanssi puhtaasti resistiivinen 50Ω . Toisaalta sovitus muuntaa matalaimpedanssisen esivahvistimen näyttämään silmukalle suurelta impedanssilta, jota kutsutaan silmukan katkaisuiмпedanssiksi. Tämä suuri impedanssi rajoittaa johdinsilmukassa kulkevaa virtaa, mistä seuraa, että kelaelementtien väliset signaali- ja kohinavirtojen kytkeytymisetkin pienenevät. Katkaisuiмпedanssi Z_d muodostuu rinnakkaisresonanssi-piiristä, johon kuuluvat komponentit C_3 , L_2 sekä esivahvistimen sisäänmenon resistanssi R_{in} :

$$Z_d = \frac{X_{C_3}^2}{R_{in}} - jX_{C_3}. \quad (10)$$

Esivahvistimen sisäänmenoresistanssin suuruus on tyypillisesti käytetyillä esivahvistimilla noin 2Ω . Vahvistimen sisäänmenoimpedanssi muodostuu sarjaresonanssi-piiristä, joten sillä ei ole reaktanssia. Kondensaattori C_3 ja esivahvistimen sisäänmenon resistanssi R_{in} määräävät silmukalle näkyvän katkaisuiмпedanssin suuruuden. Mitä pienempi kondensaattori ja mitä matalaimpedanssisempi esivahvistin, sitä suurempi on silmukan näkemä katkaisuiмпedanssi. Kuvassa 5 on esitetty vastinpiiri johdinsilmukan näkemälle katkaisuiмпedanssille. Alaindeksi d tulee englannin kielen sanasta *decoupling*.



Kuva 5: Matalaimpedanssisen esivahvistimen aiheuttaman silmukan katkaisui-
pedanssin sijaiskytkentä. Jännitelähde V kuvaa potilaasta vastaanotettua NMR-
signaalia.

2.2.1 Potilaskuormituksen vaikutus sovituksessa

Edellisessä kappaleessa lasketun esivahvistimen lähdeimpedanssin yhtälö 9 pätee ai-
noastaan kuormittamattomalle kelaelementille. Kuvaustilanteessa potilas kytkeytyy
sähköisesti vastaanottokelaan kuormittamalla sen kelaelementtejä. Kuormitus voi-
daan ottaa yhtälössä 9 huomioon lisäämällä resistanssin R_1 arvoon potilaasta aiheu-
tuva resistanssi R_p . Tällöin esivahvistimen lähdeimpedanssin arvo pienenee.

Kuormituksen suuruus mitataan yleensä silmukan kuormitettuna Q-arvona, josta
voidaan laskea resistanssin R_p arvo, kun tiedetään kuormittamattoman silmukan
Q-arvo:

$$R_p = \left(\frac{Q_1}{Q_2} - 1 \right) R_1, \quad (11)$$

missä Q_1 on kuormittamattoman silmukan mitattu Q-arvo, Q_2 on kuormitetun sil-
mukan mitattu Q-arvo ja R_1 on silmukan häviöresistanssi. Silmukan häviöresistanssi
saadaan laskettua yhtälöllä

$$R_1 = \frac{X_{L1}}{Q_1}. \quad (12)$$

Kuormitettuna vastaanottokelojen Q-arvot ovat olleet tyypillisesti suuruudeltaan
noin 20–100. Kuormittamattomana silmukan Q-arvo voi olla jopa yli 300. Potilas-
kuormitus ei vaikuta katkaisui-impedanssin suuruuteen, mutta sillä on vaikutusta esi-
vahvistimen kohinasovitukseen. Lisäksi se kasvattaa silmukan kohinaa. Resistanssiksi
muutettuna tyypillinen potilaskuormitus lisää silmukan häviöitä noin 1–7 Ω .

2.2.2 Koaksiaalikaapeli osana sovituspiiriä

Tässä luvussa käsitellään koaksiaalikaapeliin liittyvää teoriaa. Tarkoituksena on esittää malli, jonka avulla koaksiaalikaapeli voidaan kuvata keskitetyin komponentein. Peruskomponenteista (kela, kondensaattori ja resistanssi) rakentuva malli helpottaa koaksiaalikaapelin analysoimista osana sovituspiiriä. Koaksiaalikaapeli voidaan esittää kuvan 6(a) mukaisena kaksiporttina, jonka siirtomatriisi on muotoa

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_0 \sin(\beta l) \\ jY_0 \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

missä β on aallon etenemiskerroin aaltojohtimessa, Z_0 on aaltojohtimen ominaisimpedanssi, $Y_0 = 1/Z_0$ on aaltojohtimen ominaisadmittanssi ja l on aaltojohtimen pituus [3, s. 208]. Ideaalisen koaksiaalikaapelin ominaisimpedanssi on muotoa

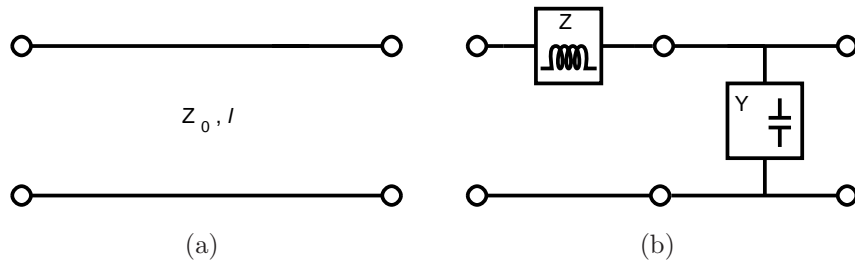
$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi} \ln \frac{D}{d}, \quad (14)$$

jossa $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ on väliaineen ominaisimpedanssi, D on johdon ulkohalkaisija suojan sisäpintaan asti mitattuna ja d sisäjohtimen halkaisija [4, s. 24].

Muutetaan siirto johdon kaksiporttimalli vastaamaan kuvan 6(b) mukaista sarjainduktanssia ja rinnakkaiskapasitanssia pienen pituuden rajalla ($\beta l \ll 1$). Sarjainduktanssi kuvaa koaksiaalijohdon itseisinduktanssia ja rinnakkaiskapasitanssi sen keskijohtimen ja ulkovaipan välistä kapasitanssia. LC-piirin siirtomatriisi muodostuu sarja- ja rinnakkaiskomponenttien siirtomatriisien tulosta:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & jwL \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jwC & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - w^2LC & jwL \\ jwC & 1 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

missä L on induktanssi, C on kapasitanssi ja w on kulmataajuus [3, s. 208]. Vertaamalla LC-piirin porttiparametreja (yhtälö 15) aaltojohtimen porttiparametreihin (yhtälö 13) voidaan kirjoittaa seuraavat yhtälöt:



Kuva 6: Kuvassa (a) on koaksiaalijohdon kaksiporttimalli ja kuvassa (b) on häviöttömän koaksiaalijohdon LC-vastinpiiri.

$$wL = Z_0 \beta l, \quad (16)$$

$$wC = \beta l / Z_0. \quad (17)$$

Yhtälöistä 14, 16 ja 17 saadaan johdettua koaksiaalikaapelin induktanssi ja kapasitanssi pituusyksikköä kohden:

$$L/l = \frac{\mu}{2\pi} \ln(D/d), \quad (18)$$

$$C/l = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(D/d)}, \quad (19)$$

missä μ on eristeen magneettinen permeabiliteetti ja ϵ on eristeen permittiivisyys eli dielektrisyysvakio.

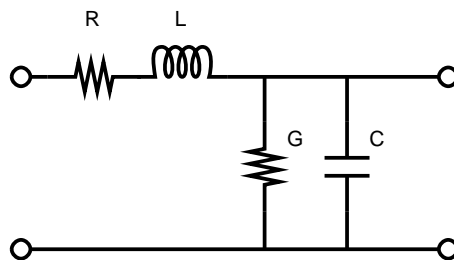
Yhtälöt 18 ja 19 pätevät riittävällä tarkkuudella ainoastaan aallonpituuteen nähden lyhyillä koaksiaalikaapeleilla. 1 T:n magneettikuvauskeloissa haluttaisiin käyttää pituudeltaan maksimissaan noin 40 cm mittaisia kaapeleita. Tämän pituisen koaksiaalikaapelin mallintamisessa LC-piirinä tehdään siirtomatriisissa noin 10 %:n virhe. Kuvassa 7 on lopullinen malli koaksiaalikaapelille, missä kaapelin johdinmateriaalista ja eristeaineesta johtuvat häviöt on otettu huomioon johtimen häviöresistanssina R sekä häviökonduktanssina G .

Koaksiaalijohdon vaimennuskerroin voidaan laskea yhtälöllä

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d = \frac{R_s}{4\pi Z_0} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) + \frac{\pi}{\lambda} \tan \delta, \quad (20)$$

jossa

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma_m}} \quad (21)$$



Kuva 7: Koaksiaalikaapelin vastinpiiri, missä L on johtimen induktanssi ja C on johtimen kapasitanssi. R on keskijohtimesta johtuva häviöresistanssi ja G keskijohtimen ja ulkojohtimen välisestä eristeaineesta johtuva häviökonduktanssi.

Taulukko 1: RG-174-tyypin koaksiaalikaapelille laskettuja häviöparametreja eri johdon pituuksilla. R_α on häviökertoimesta α laskettu johdon häviöresistanssi oletuksella, että johdon häviökonduktanssi G on pieni.

Pituus [cm]	L [dB]	α	R_α [Ω]
10	0,02	0,002	0,2
20	0,04	0,004	0,5
40	0,07	0,008	0,8

on johtimen johtavuudesta σ_m riippuva pintaresistanssi [4, s. 24]. Yhtälön 20 alaindeksit c ja d viittaavat englannin kielen sanoihin *conductor* ja *dielectricity*.

Keskijohtimen ja ulkojohtimen välisen eristeen häviöllisyyttä kuvaava häviötangentti on

$$\tan \delta = \frac{\epsilon_r'' + \sigma_d/(\omega\epsilon_0)}{\epsilon_r'}, \quad (22)$$

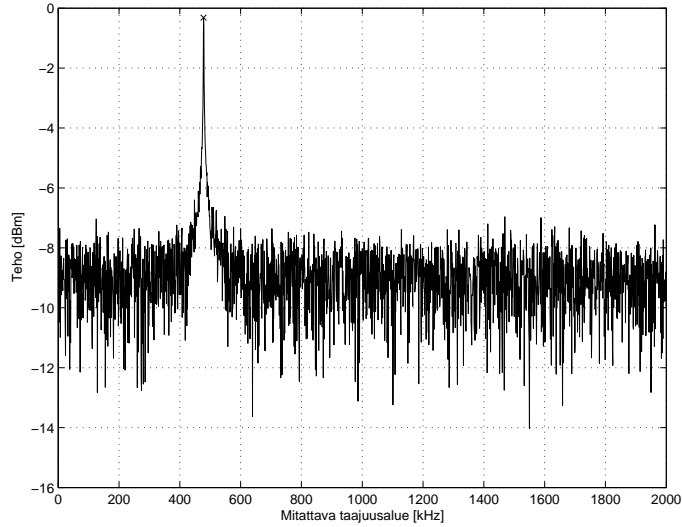
jossa $\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$ on eristeen kompleksinen dielektrisyysvakio ja σ_d on eristeen johtavuus [4, s. 24]. Johdinvalmistajat ilmoittavat häviökertoimen yleensä desibeleinä johtimen pituusyksikköä kohden. Tämä saadaan laskettua yhtälöllä

$$L = 20 \log(e^{\alpha l}), \quad (23)$$

missä α on häviökerroin ja l on johdon pituus. Koska koaksiaalikaapeli on sovituspierissä ennen esivahvistinta, muuntuu siitä aiheutunut vaimennus suoraan kohinaksi. Lisäksi sen häviöresistanssi huonontaa kelaelementin katkaisuimpedanssin suuruutta. Taulukoon 1 on laskettu vastaanottokeloissa käytetyn koaksiaalikaapelin (RG-174) häviöparametreja eri pituisille kaapeleille käyttämällä hyväksi kirjallisuusarvoja [3, s. 707–708] sekä valmistajan antamia parametreja.

2.3 Sähköinen kohina

Sähköisellä kohinalla tarkoitetaan mitattavassa signaalissa näkyvää häiriötä, joka on peräisin elektronisessa laitteessa tai systeemissä syntyneistä satunnaisista virroista ja jännitteistä. Kohinalla ei yleensä tarkoiteta häiriötekijöitä, jotka kytkeytyvät sähköiseen piiriin ulkoisista lähteistä galvaanisesti, kapasitiivisesti tai induktiivisesti. Monikanavaisen magneettikuvauskelan suunnittelussa kohinalla tarkoitetaan kuitenkin myös sitä kohinaa, joka kytkeytyy vastaanottokanavasta toiseen – pääasiassa induktiivisesti. Kohina on magneettikuvauksessa ensisijainen häiriölähde, koska magneettikuvaushuone on jo itsessään Faradayn häkki, joka estää ulkoisten häiriölähteiden vaikutuksen. Vaikka kohinaa ei voida kokonaan eliminoida, sen vaikutusta voidaan kuitenkin pienentää oikeanlaisella suunnittelulla. Pieniä signaaleja



Kuva 8: Simuloitu mittaustulos piirianalysaattorilla. Mitattavan signaalin teho on noin 8 dBm pohjakohinaa voimakkaampi.

mitattaessa alarajan pienimmälle mitattavissa olevalle signaalille määrää useimmiten systeemin oma kohina. Sähköisten antureiden resoluutio on myös yleensä kohinan rajoittama. Mitattavan signaalin alarajasta käytetään termiä *noise floor*. Kuvassa 8 on simuloitu piirianalysaattorilla tehty mittaustulos, missä signaalin voimakkuus on huomattavasti pohjakohinaa suurempi. [5] [6]

Kohinan syntymekanismejä ovat: lämpö-, rae-, $1/f$ - ja kvanttikohina. Lämpökohina on taajuudesta riippumaton ja sitä syntyy kaikissa tehoa absorboivissa piireissä ja komponenteissa kuten mm. vastuksissa. $1/f$ -kohina on matalilla taajuuksilla esiintyvää kohinaa, jonka suuruus on likimäärin kääntäen verrannollinen taajuuteen. Raekohina on puolijohdekomponenttien yleisin kohinamuoto ja kvanttikohinalla on merkitystä alimillimetri- ja infrapuna-aalloilla. Mikro- ja millimetriaaltopiirien tuottama kohina koostuu pääasiassa lämpö- ja raekohinasta. [4] [5]

Lämpökohina on kohinamekanismeista se, mihin suunnittelussa yleensä törmätään. Johtimesta mitattavissa oleva kohinateho on verrannollinen absoluuttiseen lämpötilaan ja mittalaitteen *kohinakaistanleveyteen*:

$$N_t = kT\Delta f, \quad (24)$$

missä k on Boltzmannin vakio, T on johtimen lämpötila kelvineissä ja Δf on mittalaitteiston kohinakaistanleveys hertseissä. Alaindeksi t viittaa englannin kielen sanaan *thermal*. Yhtälön 24 ennustama kohinateho on peräisin johteessa olevien varauksenkuljettajien liike ja lämpöenergiasta. [6]

Yhtälö 24 voidaan muuttaa käytännöllisempään muotoon muistamalla, että maksimiteho lähteestä kuormaan saadaan, kun kuorman resistanssi on suuruudeltaan yhtä suuri kuin lähteen sisäinen resistanssi. Impedanssin imaginaariosien summan

pitää lisäksi olla nolla. Tätä kuormaan saatua tehoa kutsutaan yltötehoksi (available power) ja se on suuruudeltaan

$$P_{av} = \frac{V_{s,rms}^2}{4R_s}, \quad (25)$$

missä $V_{s,rms}$ on lähdejännitteen tehollisarvo ja R_s lähderesistanssi. Uudelleen kirjoittamalla yhtälö 24 saadaan, että mitattu kohinateho N_t on

$$N_t = kT\Delta f = \frac{E_t^2}{4R}. \quad (26)$$

Tästä voidaan ratkaista kohinajännitteen E_t tehollisarvo johtimen resistanssille R :

$$E_t = \sqrt{4kTR\Delta f}. \quad (27)$$

Yhtälö 27 pätee hyvin mikroaaltoalueella, mutta erittäin korkeilla taajuuksilla tai hyvin alhaisissa lämpötiloissa on käytettävä tarkempaa yhtälöä, joka on Planckin mustan kappaleen säteilylain mukaan

$$E_t = \sqrt{\frac{4hf\Delta fR}{e^{hf/kT} - 1}}, \quad (28)$$

jossa h on Planckin vakio ja f on keskitaajuus. Yhtälö 28 pätee kaikille taajuuksille. [6] [7]

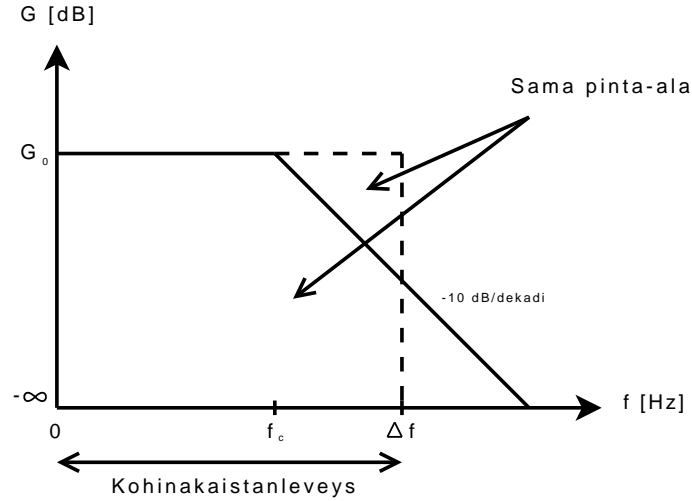
Yhtälön 27 kohinakaistanleveys Δf on määritelmän mukaan

$$\Delta f = \frac{1}{G_0} \int_0^\infty G(f) df, \quad (29)$$

missä G_0 on systeemin maksimisiirtotehovahvistus ja $G(f)$ systeemin tehovahvistus taajuuden funktiona. Kohinakaistanleveys voidaan kirjoittaa käytännöllisempään muotoon muistamalla, että tehovahvistus on verrannollinen jännitevahvistuksen neliöön:

$$\Delta f = \frac{1}{A_{vo}^2} \int_0^\infty A_v^2(f) df, \quad (30)$$

missä A_{vo} on maksimijännitevahvistus ja $A_v(f)$ jännitevahvistus taajuuden funktiona. Kohinakaistanleveyttä ei saa sotkea yleisesti tunnettuun -3dB eli puolentehon kaistanleveyteen. Kuva 9 havainnollistaa kohinakaistanleveyttä yhden navan taajuusvasteelle. Taajuusvaste on merkitty kuvaan jatkuvalla viivalla ja sitä vastaa kohinakaistanleveys katkoviivalla. Taajuus f_c vastaa systeemin approksimoitua -3dB rajataajuutta ja Δf on systeemin kohinakaistanleveys. Yhden navan taajuusvasteelle kohinakaistanleveys on suuruudeltaan $\frac{\pi}{2}f_c$. Napojen lisääntyessä systeemin



Kuva 9: Kohinakaistanleveyden voi kuvata kaistana, jolla järjestelmän vahvistus on G_0 ja muualla vahvistus on nolla.

siirtokaista kapenee ja kohinakaistanleveys lähenee suuruudeltaan -3 dB kaistanleveyttä. [6]

Yhtälö 27 on tärkeä työkalu, kun ollaan tekemisissä kohinan kanssa. Tärkeitä on huomata, että kohinajännite on verrannollinen taajuuskaistan neliöjuureen ja on suuruudeltaan sama riippumatta siitä, mihin kohtaan kaistanleveyden keskitaajuus asetetaan. Tämän takia lämpökohinaa kutsutaankin valkoiseksi kohinaksi. Tosin se ei voi olla valkoista äärettömille taajuuksille, koska tällöin teho olisi ääretön. Lisäksi yhtälöstä nähdään, että reaktiiviset komponentit eivät aiheuta lämpökohinaa vaan sitä syntyy ainoastaan resistiivisissä komponenteissa. Toisaalta ideaalisia reaktiivisia komponentteja ei ole olemassa, vaan nekin sisältävät pienen häviöresistanssin. Lämpökohinan vaikutusta voidaan pienentää pudottamalla lämpötilaa, esimerkiksi termosähköisellä jäähdyttimellä ja kaventamalla resoluutiokaistaa. [6]

2.3.1 Esivahvistimen kohinaparametrit ja -sovitus

Esivahvistimen optimaalisella kohinasovituksella tarkoitetaan sitä, että esivahvistimen tuloon asetetaan sellainen lähdeimpedanssi, jolla esivahvistimesta aiheutunut lisäkohina jää mahdollisimman pieneksi ja vahvistimen ulostuloon saadaan paras signaali-kohinasuhde.

Yleisin käytetty kohinamalli, joka toimii työkaluna kohinan manipuloinnissa, perustuu lämpökohinasta aiheutuvien kohinajännitteiden ja -virtojen mallintamiseen. Mallissa kohisevan komponentin aiheuttamat kohinajännitteet ja -virrat esitetään erillisillä kohinalähteillä ja itse komponentti pidetään mallissa kohinattomana. Kuvasssa 10 on esimerkki jännitevahvistimelle tehdystä nk. E_n-I_n -kohinamallista. Mallissa huomioitavia kohinalähteitä ovat lähderesistanssista R_s peräisin oleva lämpö-

kohina E_t sekä vahvistimesta peräisin olevat virtakohina I_n ja jännitekohina E_n . Mallissa esiintyvät jännitteet ja virrat ovat arvoiltaan tehollisarvoja. [6]

Vahvistimen sisäänmenossa näkyvän kokonaiskohinajännitteen tehollisarvo E_{ni} saadaan summaamalla erilliset kohinalähteet neliöllisesti yhteen:

$$E_{ni}^2 = E_t^2 + E_n^2 + R_s^2 I_n^2 + 2CE_n R_s I_n, \quad (31)$$

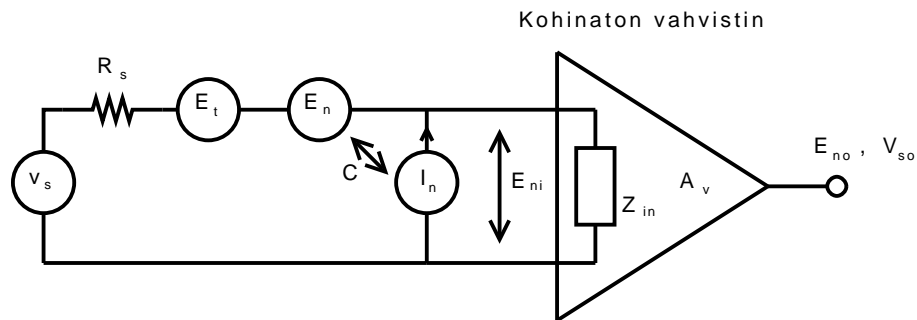
missä E_t on lähderesistanssista R_s syntyvä lämpökohinajännite. Kohinalähteet E_n ja I_n ovat vahvistimesta peräisin olevat kohinalähteet. Kerroin C on vahvistimesta aiheutuvien kohinalähteiden välinen korrelaatiokerroin, joka voi saada arvoja väliltä $[-1, 1]$. C :n itseisarvolla 1 lähteet ovat täysin korreloituneita ja C :n arvolla 0 täysin korreloimattomia. C :n arvo -1 vastaa tilannetta, missä lähteet ovat täysin korreloituneita, mutta niiden välinen vaihe-ero on 180° . Jos kohinalähteiden välinen korrelaatio jätetään laskuissa huomioimatta, on suhteellisen virheen suuruus maksimissaan noin 30 %. Maksimivirhe saadaan, kun kohinajännitteet E_n ja $R_s I_n$ ovat saman suuruiset ja täysin korreloituneita. [6]

Yhtälö 31 on erittäin käyttökelpoinen kohina-analyyseissä, koska se korvaa kaikki erilliset kohinalähteet yhdellä ekvivalenttisella kohinalähteellä, joka ei riipu vahvistimen sisäänmenoimpedanssin suuruudesta. Yhtälö on johdettavissa piirianalyysin perusteilla.

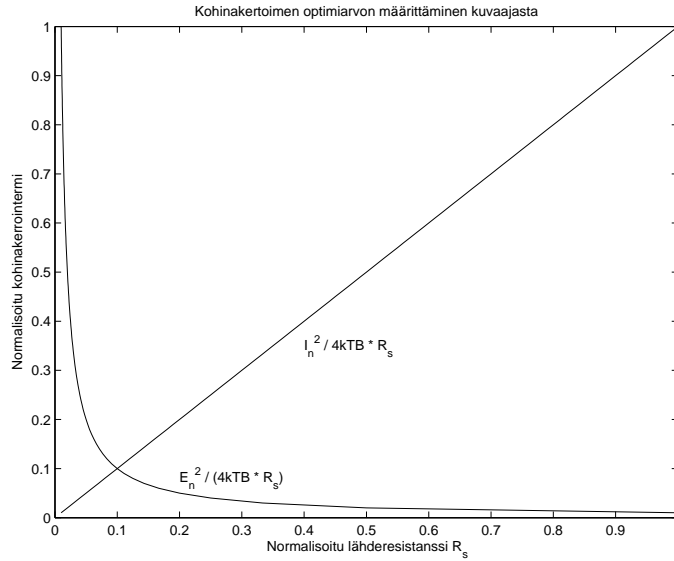
Kohinakerroin F kuvaa, miten signaali-kohinasuhde heikkenee laitteessa laitteen oman kohinan takia. Yhtälön muodossa kohinakerroin on

$$F = \frac{P_{S_i}/P_{N_i}}{P_{S_o}/P_{N_o}}, \quad (32)$$

missä P_{S_i}/P_{N_i} on signaali-kohinasuhde laitteen sisäänmenossa ja P_{S_o}/P_{N_o} ulostulossa [4].



Kuva 10: Jännitevahvistimelle tehty E_n - I_n -kohinamalli.



Kuva 11: Kuvaajaan on piirretty kohinakertoimen yhtälön 33 riippuvuus kohinalähteistä E_n ja I_n omiksi käyriksi. Kohinakertoimen optimiarvo saadaan sillä lähderesistanssin arvolla R_s , millä kuvaajan käyrät leikkaavat toisensa. B on kohinakais-tanleveys Δf .

Kohinakerroin voidaan esittää myös termien E_t ja E_{ni} avulla, jolloin kohinakertoimen yhtälöksi saadaan

$$F = \frac{E_{ni}^2}{E_t^2} = 1 + \frac{1}{4kT\Delta f} \left(\frac{E_n^2}{R_s} + I_n^2 R_s + 2CE_n I_n \right). \quad (33)$$

Yhtälöstä 33 voidaan tehdä seuraavat havainnot: Matalilla lähderesistanssin R_s arvoilla vahvistimesta peräisin oleva kohinajännite E_n dominoi ja kohinakertoimen arvo on suuri. Lähderesistanssin arvon kasvaessa kohinajännitteen E_n vaikutus pienenee ja vahvistimen virtakohinan I_n vaikutus alkaa kasvaa. Kohinakertoimelle on löydettävissä optimiarvo (ks. kuva 11), kun lähderesistanssin suuruus on

$$R_s = R_{opt} = \frac{E_n}{I_n}. \quad (34)$$

Tällä lähderesistanssin arvolla kohinakerroin on suuruudeltaan

$$F_{min} = 1 + \frac{E_n I_n (1 + C)}{2kT\Delta f}. \quad (35)$$

Optimilähderesistanssi R_{opt} ei ole se resistanssin arvo, jolla saavutetaan suurin mahdollinen tehon siirto vahvistimen sisäänmenoon, vaan se on määritelty vahvistimen kohinamekanismien perusteella ja sillä on merkitystä signaali-kohinasuhteen maksimoimisessa [6].

Yhtälön 35 kertoimen $E_n I_n$ kasvaessa kohinakertoimen optimiarvo kasvaa, mutta samalla kasvaa myös vahvistimen herkkyyys lähderesistanssin muutoksille. Vastaanottokeleissa esivahvistimen kohinaoptimin tulisi olla mahdollisimman robusti lähderesistanssin muutoksille, koska kuvattavat potilaat kuormittavat potilaasta riippuen kelan vastaanotintelementtejä eri tavalla.

Edellä esitetystä kohinamallissa oli yksinkertaisuuden vuoksi jätetty huomioimatta mahdollinen lähdeimpedanssin reaktanssi. Reaktanssilla on kuitenkin suuri merkitys kohinasovittamisessa. Lineaarisen ja pienillä signaalin tasoilla toimivan vahvistimen kohinakerroin on esitettävissä muodossa

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2, \quad (36)$$

missä R_n on ekvivalenttinen kohinaresistanssi, $Y_s = G_s + jB_s$ on generaattorin admittanssi ja $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$ on se generaattorin admittanssi, jolla kohinakerroin on minimiarvossaan [4, s. 119]. Yhtälön johto on esitetty liitteessä A, missä selviää myös tarkemmin korrelaatiokertoimen C merkitys. Kohinakertoimen arvoa desibeleissä ilmaistuna kutsutaan kohinaluvuksi NF (noise figure), joka on

$$NF = 10 \log F. \quad (37)$$

Esimerkiksi, jos laitteen sisäänmenon signaali-kohinasuhde on 20 dB ja vahvistimen kohinaluku on 5 dB, on ulostulevan signaalin signaali-kohinasuhde 15 dB. Ulostulon SNR on heikentynyt vahvistimen kohinaluvun verran vahvistimen tuottaman lisäkohinan takia. Vahvistin, jonka kohinaluku on 0 dB ($F = 1$) ei lisää yhtään kohinaa sisäänmenossa olevaan lämpökohinaan.

2.3.2 Kohinan mittaaminen

Kohinan mittaamiseen – eli kohinaparametrien määrittämiseen – on olemassa erilaisia tapoja. Näitä ovat mm. vahvistusmenetelmä ja Y-kerroinmenetelmä. Vahvistusmenetelmä on yksinkertainen ja helppo tapa mitata kohinatiheyttä. Tarvittava mittalaite on spektrianalysaattori, jolla mitataan kohinaa tietyllä kaistalla ensin sisäänmeno päätettynä sovitetulla päätteellä ja sitten mitattava laite kytkettynä analysaattoriin. Kohinan mittaaminen vahvistusmenetelmällä toimii parhaiten, kun mitattavan laitteen vahvistus tai kohinakerroin on suuri. Matalakohinaisen LNA-vahvistimen (low-noise amplifier, matalakohinavahvistin), joita magneettikuvauskeleissa käytetään, kohinaparametrien mittaamiseen vahvistusmenetelmä ei kuitenkaan sovellu. Tällöin tulee käyttää vahvistusmenetelmää tarkempaa Y-kerroinmenetelmää eli kohinageneraattorimenetelmää. [7]

Y-kerroinmenetelmää käytettäessä tarvitaan spektrianalysaattorin lisäksi ulkoinen kohinalähde. Kohinalähteestä saadaan sen ollessa päällä tai pois päältä kaksi erilaista kohinalämpötilaa, ”kuuma” T_H ja ”kylmä” T_C . Kohinalähteenä voidaan käyttää lämmitettyä ja/tai jäädytettyä termistä päätettä, josta saadaan T_H ja T_C fysikaa-

lisen lämpötilan mukaisesti. On olemassa myös varsinaisesti kohinan mittaamiseen tarkoitettuja kohina-analysointilaitteita, joiden mukana toimitetaan ENR-kohinalähde (Excess noise ratio, lisäkohinasuhde). ENR määritellään

$$ENR = \frac{T_H - T_C}{T_0}, \quad (38)$$

missä T_H on kohinalähteen ”kuuma” lämpötila, T_C kohinalähteen ”kylmä” lämpötila ja T_0 on huoneenlämpötila. Y-kerroin saadaan mitattujen kohinatehojen suhteena, kun kohinalähde on päällä ja pois päältä:

$$Y = \frac{N_H}{N_C}, \quad (39)$$

missä N_H on tutkittavan laitteen ulostulosta mitattu kohinateho, kun laitteen tulo-puolen kohinalähde on ”kuumassa” lämpötilassa, N_C on vastaavasti mitattu kohinateho kohinalähteen ollessa ”kylmässä” lämpötilassa. [7]

Kohinaluku NF saadaan tällöin laskettua yhtälöllä

$$NF = 10 \log \frac{10^{ENR/10}}{10^{Y/10} - 1}, \quad (40)$$

missä sekä ENR että Y ovat desibelimuodossa. Y-kerroinmenetelmä on suhteellinen menetelmä mitata tutkittavan laitteen kohinaluku. Tärkeätä on saada mitattua kohinatehot tarkasti. [7] [8]

3 Tutkimusaineisto ja -menetelmät

Tässä osassa kuvataan tutkimusaineisto ja käytetyt tutkimusmenetelmät monikanavaisen vastaanottokelan sovituselektronikan optimoimiseksi. Kappaleessa 3.1 esitetään mittausasetelma esivahvistimen kohinaparametrien määrittämiseksi. Seuraavassa kappaleessa 3.2 toteutetaan mittausasetelma katkaisuimpedanssin vaikutuksen mittaamiseksi kahden silmukan kytkennässä. Viimeisessä kappaleessa 3.3 tutkitaan sovitusta piirisimulaattorilla. Piirisimulaattorin suurin etu on se, että se tarjoaa työkalun ongelmakohtien paikallistamiseen ja mahdollisten ratkaisujen nopeaan testaamiseen.

3.1 Esivahvistimen kohinaparametrien mittaaminen

Tässä luvussa esitetään menetelmä esivahvistimen kohinalukujen mittaamiseksi eri lähdeimpedanssin arvoilla. Tavoitteena on saada malli esivahvistimen kohinaluvun käyttäytymisestä sen lähdeimpedanssin funktiona. Sovittamalla saadut mittaustulokset liitteen B mukaisesti saadaan piirrettyä nk. kohinaympyrät. Piirretyt kohinaympyrät toimivat suunnittelijalle ikään kuin karttana, josta näkee millä lähdeimpedanssin arvolla saavutetaan paras kohinaluku ja kuinka herkkä esivahvistin on lähdeimpedanssin muutoksille.

Luotettavien ja toistettavissa olevien tuloksien saamiseksi, mittauksen tekeminen vaatii erityistä tarkkaavaisuutta ja mittaustapahtuman ymmärtämistä. Tärkeätä on välttää adaptereiden ja johtimien käyttöä, joiden häviöitä ei tunneta. Ainoastaan tutkittavan laitteen (DUT, Device under test) jälkeen kytketyt osat ja kaapelit saadaan kalibroituja pois mittaustuloksista. Kaikkien niiden osien häviöt, jotka sijaitsevat mittapiirissä ennen tutkittavaa laitetta täytyy tuntea etukäteen. Esimerkiksi noin 20 cm mittainen koaksiaalikaapeli lisäsi mittausasetelman suunnittelun aikaisissa testeissä helposti 0,2 dB mitattuun kohinalukuun, mikä on erittäin paljon matalakohinaiselle vahvistimelle. Tärkeätä on myös valita oikea mitattava kohina-kaistanleveys. Se ei saisi olla suurempi kuin mitattavan laitteen kaistanleveys [9]. Kohina-analysaattoreissa on usein valittavana ennalta määrätty joukko kohinakais-
tanleveyksiä väliltä 100–4000 kHz. Lisäksi mittauksissa täytyy ottaa huomioon impedanssisovitukset, jotka aiheuttavat virhettä heijastuksien kautta sekä häiriösuojaus, jotta ulkopuolelta mahdollisesti säteilevät häiriöt eivät kytkeydy mittapiiriin.

Tässä työssä kohinaparametrien mittaaminen suoritettiin käyttämällä erityisesti kohinamittauksiin tarkoitettua kohina-analysaattoria (NFA, Noise figure analyzer). Käytetyn analysaattorin mittaustekniikka perustuu Y-kerroinmenetelmään. Laite osaa myös itse tehdä Y-kertoimen lämpötilakompensaation. Modernit kohina-analysaattorit sisältävät erittäin tarkan ja lineaarisen tehonilmaisimen, joten niillä tehtyjä mittauksia voidaan pitää hyvinkin tarkoina. Y-kerroinmenetelmää käytettäessä on syytä pitää mielessä, että suurikohinaisille laitteille mitatut Y-kertoimet voivat olla todella pieniä ja vaikeasti mitattavia. Liian pienet Y-kertoimen arvot johtavat siihen, ettei kohinakerrointa saada lainkaan määritettyä. Tyypillisesti Y-kerroinme-

Seuraavaksi käydään läpi mittaussasetelmaan kuuluvat osat:

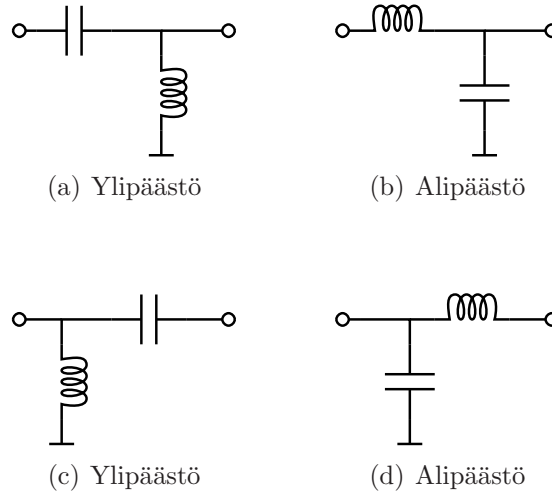
1. Agilent N8973A kohina-analysaattori
2. Agilent N4000A kohinalähde ja 5 dB vaimennin (sisäänrakennettu kohinalähteeseen)
3. Impedanssin muunnospiiri (L-muunnin)
4. Tutkittava esivahvistin
5. Bias-Tee
6. Tasavirtalähde, reguloitu (CPD1502, Mascot electronic AS, Norja, Fredrikstad)

Heti esivahvistimen jälkeen tulevan Bias-Tee:n tehtävänä on erottaa tasavirtalähteen syöttämä esivahvistimen tarvitsema +10 V biasointijännite kohina-analysaattorin sisäänmenosta. Liian suuri tasajännite rikkoisi pahimmassa tapauksessa analysaattorin. Mittausasetelmaa kalibroitaessa on äärimmäisen tärkeätä muistaa sammuttaa virtalähde, jottei se rikkoisi itse kohinalähdettä.

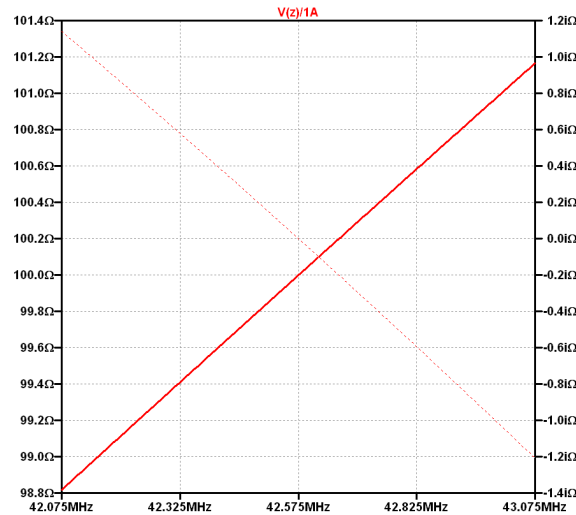
Esivahvistimen edessä olevan -5 dB vaimentimen tarkoituksena on parantaa kohinalähteen ja esivahvistimen välistä impedanssisovitusta. Vaimentimen käyttöön perustuvaa sovitusta kutsutaan resistiiviseksi sovitukseksi. Sen avulla kuormasta heijastuneen tehon heijastuskerroin saadaan pienennettyä arvosta $|\rho_L|$ arvoon $|\rho_L|/L^2$. Menetelmän heikkous on se, että kuormaan saatava teho on korkeintaan P/L . Jos käytetyn kohinalähteen ENR-arvo on pieni täytyy vaimennus pitää mahdollisimman pienenä, jotta pysytään mittalaitteen dynaamisella alueella. Tähän vaikuttaa myös mitattavan laitteen vahvistus. Suurilla vahvistuksilla vaimennusta voi käyttää enemmän. [5] [8]

Mittausasetelmaa suunniteltaessa tutkittiin vaimentimen vaikutusta mittaustuloksiin ja havaittiin, että vasta kun vaimennusta oli 25 dB tai enemmän alkoi käytetyn kohina-analysaattorin dynamiikka kärsiä sen verran, että se oli selvästi huomattavissa mittaustuloksissa. 40 dB vaimennuksella ei saatu mittaustulosta enää lainkaan. Vaimenninta parempi ratkaisu olisi isolaattorin käyttäminen heijastuksien eliminomiseksi, mutta sellaista ei ollut saatavilla halutulle taajuudelle.

Seuraavaksi ennen mitattavaa esivahvistinta tulee impedanssin muunnospiiri, joka muuntaa kohinalähteen $50\ \Omega$ lähdeimpedanssin halutuksi mittauspisteen impedanssiksi. Nämä lohkot suunniteltiin ja rakennettiin itse. Kaikki muunnospiirit toteutettiin L-piireinä, jotka rakentuvat yhdestä sarja- ja yhdestä rinnakkaiskelasta tai -kondensaattorista. Riippuen kytkentäjärjestyksestä saadaan lähdeimpedanssia muunnettua suuremmaksi tai pienemmäksi. Kuvassa 14 on esitetty kaikki neljä piiritopologiaa L-muunnoksen toteuttamiseksi. Impedanssimuunnoksien laskemiseen liittyvä teoria löytyy lähdeviitteestä [11, s. 64–67].



Kuva 14: Kaikki neljä mahdollista piiritopologiaa toteuttaa L-muunnospiiri. Topologiat (a) ja (b) muuntavat impedanssia ylöspäin, ja topologiat (c) ja (d) vastaavasti alaspäin.



Kuva 15: $50\ \Omega \rightarrow 100\ \Omega$ -muuntimen impedanssi taajuuden funktiona.

Muunnospiirin kaistanleveyden arvioimiseksi on kuvaajaan 15 piirretty yhden muuntimen impedanssi taajuuden funktiona. Koska impedanssin resistanssi ja reaktanssi muuttuvat noin $2,4\ \Omega/\text{MHz}$, voidaan todeta, ettei muuntimen kaistanleveys tule olemaan ongelma. Kohinamittauksen mittauspisteet valittiin kolmelta eri säteiseltä Smithin kartan keskipisteeseen piirretyltä ympyrän kehältä 60 asteen välein. Yhteensä mittauspisteitä tulee näin 19 kappaletta, joista yksi on $50\ \Omega$, joka saadaan kytkemällä kohinalähde suoraan esivahvistimen sisäänmenoon. Halutut impedanssit on kerätty taulukkoon 2.

Taulukko 2: Kohinamittausta varten suunniteltujen mittapisteidien impedanssit.

Muunnin	$R [\Omega]$	$X [\Omega]$	Muunnin	$R [\Omega]$	$X [\Omega]$
1	35	0,0	11	55	-35,0
2	40	12,5	12	30	-20,0
3	55	17,5	13	15	0,0
4	70	0,0	14	22	27,5
5	55	-17,5	15	55	60,0
6	40	-12,5	16	150	0,0
7	25	0,0	17	55	-60,0
8	30	20,0	18	22	-27,5
9	55	35,0	19	50	0,0
10	100	0,0			

Taulukkoon 3 on laskettu komponenttiarvot impedanssia laskeville muunnospiireille. Vastaavasti taulukkoon 4 on laskettu komponenttiarvot impedanssia nostaville muunnospiireille. Tässä työssä muunnospiirille löytyi aina toteutettavissa oleva topologia.

Kuvaan 16 on kerätty kaikki rakennetut impedanssin muunnoslohkot. Kuvassa näkyvät BNC-adapterit ovat osa muunnoslohkoa ja jokaiselle lohkolle mitattu impedanssi on mitattu adaptereiden kanssa. Lohkojen piirikortit suunniteltiin PADS-piirilevysuunnitteluohjelmalla ja tilattiin Prinel Piirilevy Oy:ltä. Piirikorttien suunnittelussa otettiin huomioon liitännät, häiriösuojaus ja se, että levyiltä löytyy juotosmahdollisuus mahdollisimman monenlaiselle kelalle ja kondensaattorille. Häiriösuojaus valittiin piirikortille tinattava alumiinikotelo ja liitännäksi BNC, vaikka kierrettävät liittimet, kuten SMA, olisivat suositeltavampia kohinamittauksiin. Ne ovat kuitenkin paljon kalliimpia eikä niiden uskottu tuovan huomattavaa lisätarkkuutta mittauksiin. Piirilevysuunnittelussa liitin kannattaa sijoittaa levyn alapuolelle, jolloin signaali saadaan tuotua suoraan piirikortin yläpuolella olevan suojakotelon sisään.

Rakentelussa käytettiin komponentteja, joita oli valmiiksi saatavilla. Suurimmaksi osaksi käytettiin Coilcraftin 132 Maxi Spring Air Core -sarjan keloja, ATC100B-sarjan kondensaattoreita ja Temex Ceramicsin 20–90 pF ja 2,5–10 pF säätökondensaattoreita. Koska käytetyt kelat eivät olleet säädettäviä, käytettiin niiden kanssa sarjakondensaattoria induktanssin arvon muuttamiseksi. Jokainen impedanssin muunnospiiri viritettiin ja mitattiin vektoripiirianalyysaattorilla käyttämällä siihen kytkettyä impedanssisiltaa. Ennen mittauksien aloittamista analyysaattorin liittimet puhdistettiin huolella ja kalibraation onnistumisesta varmistuttiin kytkemällä tunnettu 25 Ω kuorma mittajohdon päähän. Muuntimen impedanssi mitattiin sen ulostulosta, kun sen sisäänmenoon oli kytketty tunnettu 50 Ω kuorma.

Kaikki lohkot rakennettiin ja viritettiin ensin valmiiksi ja vasta yön jälkeen tehtiin varsinaiset impedanssimittaukset, jotka kirjattiin ylös. Näin varmistuttiin siitä,

että jokainen lohko on varmasti jäähtynyt juottamisen jälkeen ja puhdistusaineet ovat haihtuneet pois. Puhtaan ja likaisen kortin väliseksi impedanssieroksi mitattiin muutama ohmi. Muunnoslohkojen herkkyyttä mekaanisille iskuille testattiin koputamalla lohkoa pöydän reunaan. Testillä varmistuttiin siitä, ettei mekaaniset iskut muuta lohkon impedanssia. Impedanssin lisäksi mitattiin myös jokaisen lohkon väliinkytkemisvaimennus IL (insertion loss). Tarkat impedanssiarvot ja mitatut väliinkytkemisvaimennukset on kerätty taulukkoon 5.

Taulukko 3: Lasketut komponenttiarvot impedanssia *alaspäin* muuntaville muunnospiireille.

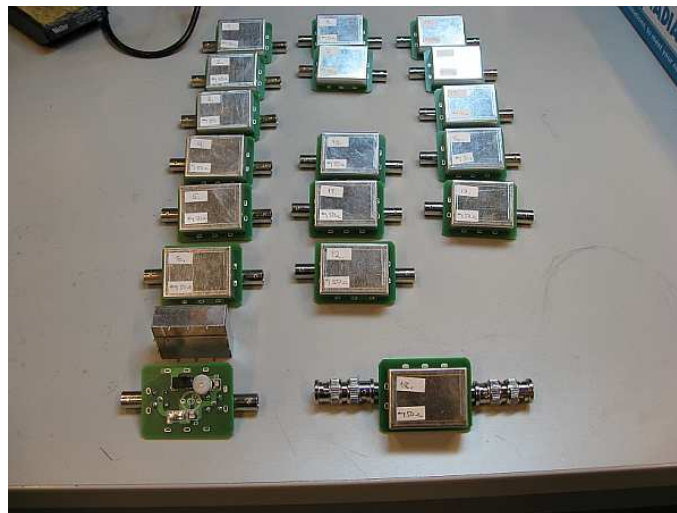
Muunnin	R [Ω]	X [Ω]	Ylipäästö		Alipäästö		Valittu
			L_p [nH]	C_s [pF]	C_p [pF]	L_s [nH]	
1	35	0	286	163	49	86	Ylipäästö
2	40	12,5	374	498	37	121	"
6	40	-12,5	374	115	37	28	"
7	25	0	187	150	75	93	Alipäästö
8	30	20	229	832	61	166	Ylipäästö
12	30	-20	229	84	61	17	Alipäästö
13	15	0	122	163	114	86	Ylipäästö
14	22	27,5	166	-1395	84	196	Alipäästö
18	22	-27,5	166	71	84	-10	Ylipäästö

Taulukko 4: Lasketut komponenttiarvot impedanssia *ylöspäin* muuntaville muunnospiireille.

Muunnin	R [Ω]	X [Ω]	Ylipäästö		Alipäästö		Valittu
			C_s [pF]	L_p [nH]	L_s [nH]	C_p [pF]	
3	55	17,5	163	291	86	9	Ylipäästö
4	70	0	118	414	118	34	Alipäästö
5	55	-17,5	163	1599	86	48	"
9	55	35	101	210	138	5	Ylipäästö
10	100	0	75	374	187	37	"
11	55	-35	101	2827	138	67	Alipäästö
15	55	60	63	198	222	3	Ylipäästö
16	150	0	53	396	264	35	"
17	55	-60	63	4683	222	71	Alipäästö

Taulukko 5: Mitatut impedanssiarvot ja väliinkytkemisvaimennus jokaiselle rakennetulle impedanssin muunnoslohkot.

Muunnin	$R [\Omega]$	$\Delta R [\Omega]$	$X [\Omega]$	$\Delta X [\Omega]$	$IL [dB]$
1	35,213	0,002	0,697	0,001	0,154
2	39,705	0,003	13,215	0,000	0,220
3	54,806	0,003	17,832	0,001	0,250
4	70,144	0,003	1,018	0,003	0,119
5	55,248	0,001	-17,985	0,001	0,084
6	39,994	0,002	-11,944	0,004	0,121
7	24,816	0,001	-0,457	0,001	0,745
8	29,851	0,002	20,026	0,001	0,645
9	54,727	0,002	35,586	0,001	0,750
10	99,628	0,007	-0,403	0,001	0,688
11	55,114	0,003	-35,785	0,002	0,306
12	30,105	0,006	-19,770	0,002	0,539
13	15,291	0,002	-0,071	0,001	1,381
14	21,855	0,003	27,302	0,001	1,853
15	54,556	0,002	59,733	0,002	1,766
16	150,710	0,020	1,049	0,007	1,557
17	54,829	0,008	-60,301	0,008	0,954
18	21,590	0,001	-27,156	0,001	1,060

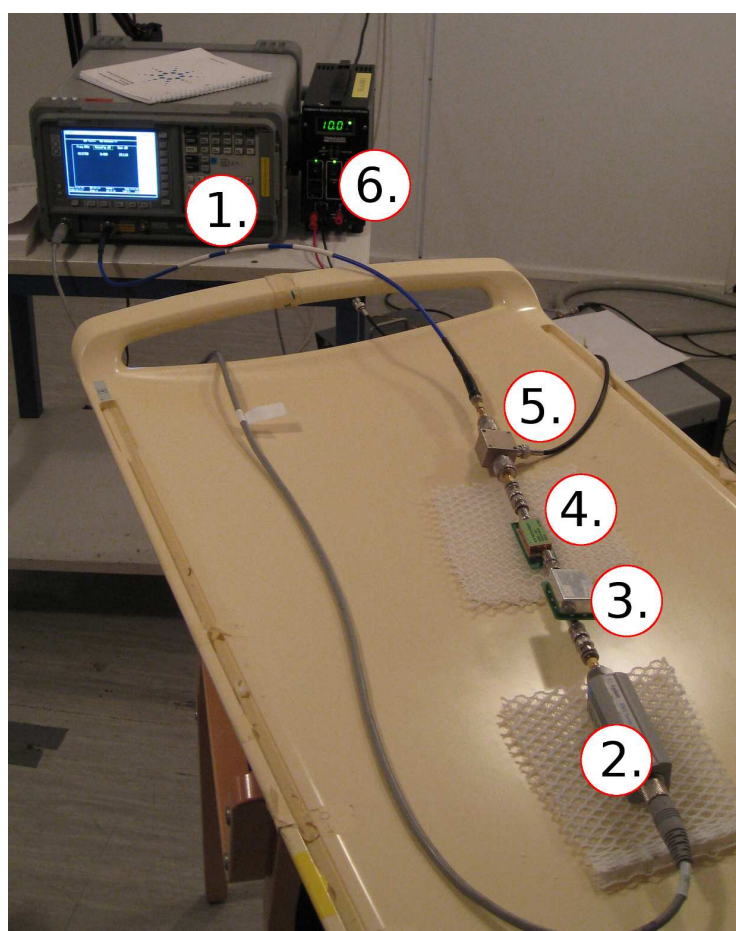


Kuva 16: Kaikki rakennetut impedanssin muunnoslohkot. BNC-tyypin naaras-naaras adapteri on osa muunnoslohkoa. Yksi palikoista on avattu esimerkiksi.

3.1.2 Mittauksen kulku

Kuvassa 17 on kaavion 12 mukaan rakennettu mittausasetelma. Kaikki osat kiinnit-
tyvät toisiinsa suoraan eikä yhtään tuntematonta adapteria tarvitse käyttää. Ku-
va 18 selventää mittapiiriin kuuluvien osien rajapintoja. Mittaukset kannattaa teh-
dä häiriöiltä suljetussa huoneessa, jos vain siihen on mahdollisuus. Tässä työssä
mittaukset tehtiin CTM:ssä, joka on suojattu huone vastaanottokelojen RF-ominais-
uuksien testaamiseen. Magneettikenttää huoneessa ei ole.

Ennen varsinaisten mittauksien aloittamista täytyy mittalaitteiston antaa lämme-
tää. Käytetyn kohina-analysaattorin datalehdessä on suositus, että laitteen annetaan
olla päällä ennen mittauksien aloittamista ainakin yksi tunti. Tässä työssä esivah-
vistimen biasoimiseen tarvittavan tasavirtalähteen annettiin myös lämmetä sama
aika.



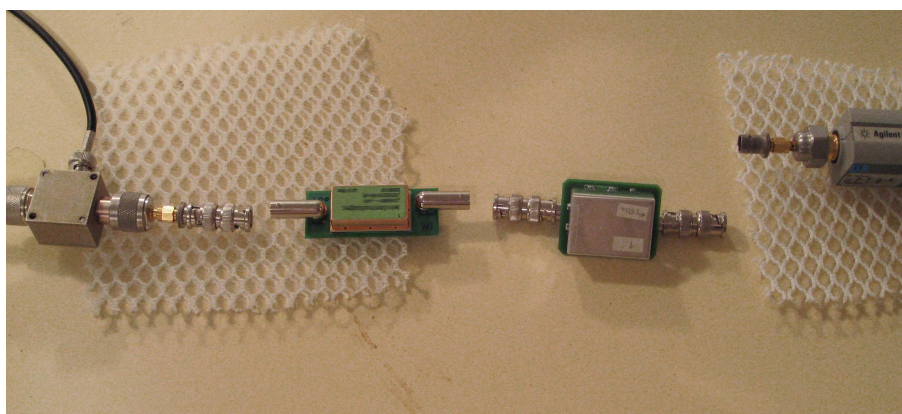
Kuva 17: Esivahvistimen kohinamittauksia varten rakennettu mittausasetelma, jo-
hon kuuluvat (1) kohina-analysaattori, (2) kohinalähde, (3) impedanssin muunnin,
(4) esivahvistin, (5) Bias-Tee ja (6) tasavirtalähde.

Mittauksissa käytettiin seuraavia asetuksia:

- Mitattava taajuus 42,576 MHz
- Mitattava kohinakaistanleveys 100 kHz
- Käytetty vaimennus -5 dB
- Keskiarvostus kalibroitaessa 32
- Keskiarvostus mitattaessa 24

Kohinakaistanleveydeksi valittiin 100 kHz, koska se vastaa analysaattorin valittavissa olevista kaistanleveyksistä parhaiten magneettikuvauslaitteen vastaanottoelementin kaistaa. Analysaattorin kalibraatio kannattaa tehdä suuremmalla keskiarvostuksella kuin itse mittaus. Kalibraatio tapahtuu kytkemällä kohinalähde suoraan Bias-Tee:n sisäänmenoon. Tässä vaiheessa on syytä muistaa kytkeä tasavirtalähde pois päältä. Käytetty kohina-analysaattori tekee oletuksena kalibraation kohinalähteen vaimennuksen arvoille -5, -10, -15 ja -20 dB. Kalibraation jälkeen tarkastetaan vielä analysaattorin näytöltä, että -5 dB vaimennus on käytössä. Mittauksen aikana on hyvä myös tarkkailla mahdollisia analysaattorin antamia virheilmoituksia ja virheen tapahtuessa varmistua siitä, mistä virhe aiheutui.

Seuraavaksi mittaukset etenevät niin, että jokainen impedanssin muunnoslohko kytetään vuoron perään kohinalähteen ja esivahvistimen väliin, asetetaan palikan aiheuttama vaimennus desibeleissä kohina-analysaattoriin ja otetaan 10 kappaletta mittaustuloksia näytöltä ylös. Yhteen kokonaiseen mittaukseen meni tässä työssä arviolta noin 40–45 minuuttia.



Kuva 18: Kohinamittausasetelman rajapinnat. Oikealta alkaen: kohinalähde, impedanssin muunnin, esivahvistin ja Bias-Tee.

3.1.3 Mittausepävarmuuden arviointi

Kohinamittauksen epävarmuuden arviointi perustuu lähdeviitteeseen [12]. Mittausasetelma kuvataan kahden laitteen systeeminä, jossa tutkittava esivahvistin on systeemin ensimmäinen osa ja kohina-analysaattori seuraava. Kaksi laitetta sisältävän systeemin kohinakerroin saadaan laskettua Friisin yhtälöllä

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}, \quad (41)$$

missä F_{12} on koko systeemin kohinakerroin, F_1 on ketjussa ensimmäisenä olevan laitteen kohinakerroin, F_2 on ketjun toisen laitteen kohinakerroin ja G_1 ensimmäisen laitteen yltötehovahvistus [4]. Tässä työssä yhtälön 41 termit F_1 ja G_1 ovat tutkittavan esivahvistimen kohinakerroin ja vahvistus. Termi F_2 on käytetyn kohina-analysaattorin kohinakerroin. Koska ollaan mittaamassa esivahvistimen kohinakerrointa, ratkaistaan yhtälöstä 41 termi F_1 :

$$F_1 = F_{12} - \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (42)$$

Kohinakertoimen F_1 arvo riippu kolmesta riippumattomasta muuttujasta, joten sen virhearvio on muotoa

$$\delta F_1 = \frac{\partial F_1}{\partial F_{12}} \delta F_{12} + \frac{\partial F_1}{\partial F_2} \delta F_2 + \frac{\partial F_1}{\partial G_1} \delta G_1, \quad (43)$$

missä δF_1 on vahvistimelle mitatun kohinakertoimen virhe, δF_2 on kohina-analysaattorille mitatun kohinakertoimen virhe, δF_{12} on koko systeemille mitatun kohinakertoimen virhe ja δG_1 on esivahvistimelle mitatun vahvistuksen virhe. Lasketaan seuraavaksi kaikki yhtälön 43 osittaisderivaatat auki.

$$\frac{\partial F_1}{\partial F_{12}} = 1 \quad (44)$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial F_2} = -\frac{1}{G_1} \quad (45)$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial G_1} = \frac{F_2 - 1}{G_1^2} \quad (46)$$

Sijoittamalla lasketut osittaisderivaatat 44, 45, 46 yhtälöön 43 saadaan, että

$$\delta F_1 = \delta F_{12} - \frac{1}{G_1} \delta F_2 + \frac{F_2 - 1}{G_1^2} \delta G_1 \quad (47)$$

Koska sekä kohinakerroin että vahvistus mitataan ja ilmoitetaan yleensä desibeleissä, on yhtenäisyyden takia hyvä muuttaa yhtälön 47 differentiaalit desibeliarvoiksi.

Muunnetaan ensin kohinakerroin F_1 kohinaluvuksi NF_1 ja differentioidaan se.

$$\delta NF_1 = \frac{\partial(10 \log F_1)}{\partial F_1} \delta F_1 = \frac{1}{F_1 \ln 10} \delta F_1 = \frac{4,34}{F_1} \delta F_1, \quad (48)$$

missä $4,34/F_1$ on termin δF_1 kerroin. Samalla tavalla voidaan muuttaa yhtälön 47 kaikki differentiaalitermit desibeleiksi kertomalla ne edellä lasketulla kertoimella. Desibelimuunnoksen jälkeen ratkaistaan yhtälöstä haluttu termi δNF_1 :

$$\delta NF_1 = \frac{F_{12}}{F_1} \delta NF_{12} - \frac{F_2}{F_1 G_1} \delta NF_2 + \frac{F_2 - 1}{F_1 G_1} \delta G_1(\text{dB}). \quad (49)$$

Huomioitavaa on, että yhtälössä 49 vahvistus G_1 esiintyy sekä desibeliasteikon että lineaariasteikon lukuna. Desibeliasteikolla ilmaistu vahvistus on merkitty $\delta G_1(\text{dB})$. Yhtälöön täytyy lisätä vielä kohinalähteen epävarmuudesta aiheutuva virhe δENR . Vahvistimelle tehdyssä kohinamittauksessa termi δENR vaikuttaa ainoastaan yhtälön 49 kahteen ensimmäiseen termiin, jolloin lisättävä termi on

$$\left(\frac{F_{12}}{F_1} - \frac{F_2}{F_1 G_1} \right) \delta ENR. \quad (50)$$

Kohinalähteen epävarmuus ei siis vaikuta vahvistimelle mitattuun vahvistuksen arvoon. Mitatulle esivahvistimen kohinaluvulle NF_1 saadaan laskettua arvio kokonaisvirheestä käyttämällä neliöllistä keskiarvostusta. Koska virhelähteet ovat toisistaan riippumattomia, mitatun kohinaluvun kokonaisvirhe on

$$\begin{aligned} \delta NF^2 = & \left[\frac{F_{12}}{F_1} \delta NF_{12} \right]^2 + \left[\frac{F_2}{F_1 G_1} \delta NF_2 \right]^2 + \\ & \left[\frac{F_2 - 1}{F_1 G_1} \delta G_1(\text{dB}) \right]^2 + \left[\left(\frac{F_{12}}{F_1} - \frac{F_2}{F_1 G_1} \right) \delta ENR \right]^2, \end{aligned} \quad (51)$$

jossa termien δNF_{12} , δNF_2 , δG_1 ja δENR suuruus muodostuu mittapiiriin kuuluvien osien välisistä impedanssisovituksista sekä itse mittalaitteen mittaepävarmuudesta. Termit saadaan laskettua seuraavilla kaavoilla:

$$\delta NF_{12} = \sqrt{\delta_{NS-DUT}^2 + \delta_{Instrument} NF^2}, \quad (52)$$

$$\delta NF_2 = \sqrt{\delta_{NS-NFI}^2 + \delta_{Instrument} NF^2}, \quad (53)$$

$$\delta G_1(\text{dB}) = \sqrt{\delta_{NS-DUT}^2 + \delta_{NS-NFI}^2 + \delta_{Instrument} Gain^2}, \quad (54)$$

joissa δ_{NS-DUT} on kohinalähteen ja esivahvistimen välisestä impedanssisovituksesta aiheutuva epävarmuustekijä, $\delta_{Instrument} NF$ on valmistajan ilmoittama kohinaluvun mittauksen epävarmuustekijä kyseiselle kohina-analysaattorille, δ_{NS-NFI} on

kohinalähteen ja kohina-analysoittorin välisestä impedanssisovituksesta aiheutuva virhe ja $\delta InstrumentGain$ on kohina-analysoittorin tarkkuus mitata tutkittavan laitteen vahvistus. Kohinalähteen epävarmuustermi δENR saadaan suoraan valmistajan datalehdeltä.

Impedanssisovituksesta johtuvat epävarmuustekijät lasketaan kaavoilla:

$$\delta_{source-load} = -20 \log(1 - \rho_{source}\rho_{load}) \quad (55)$$

$$\delta_{source-load} = 20 \log(1 + \rho_{source}\rho_{load}), \quad (56)$$

missä ρ_{source} on lähteen heijastuskerroin ja ρ_{load} on kuorman heijastuskerroin. Se kumpi kaavoista antaa suuremman virhetekijän valitaan lopullisiin laskuihin.

3.2 Kelaelementin katkaisuimpedanssin vaikutuksen tutkiminen

Monikanavaisessa magneettikuvauskelassa johdinsilmukoiden välistä kytkentää tapahtuu pääasiassa vastakkaisten kelaelementtien välillä. Vierekkäiset kelaelementit saadaan yleensä erotettua hyvin toisistaan geometrisesti. Tässä osassa tutkitaan katkaisuimpedanssin vaikutusta esivahvistimen lähdeimpedanssiin, kun kaksi johdinsilmukkaa kytkeytyvät toisiinsa. Silmukoiden välinen kytkentä pienentää esivahvistimen tulopuolelta mitattua impedanssia. Kuvassa 19 on esitetty piirikytkentä kahdelle toisiinsa kytkeytyvälle silmukalle. Kun silmukat kytkeytyvät toisiinsa, on silmukan A esivahvistimen tulopuolella näkyvän impedanssin arvo

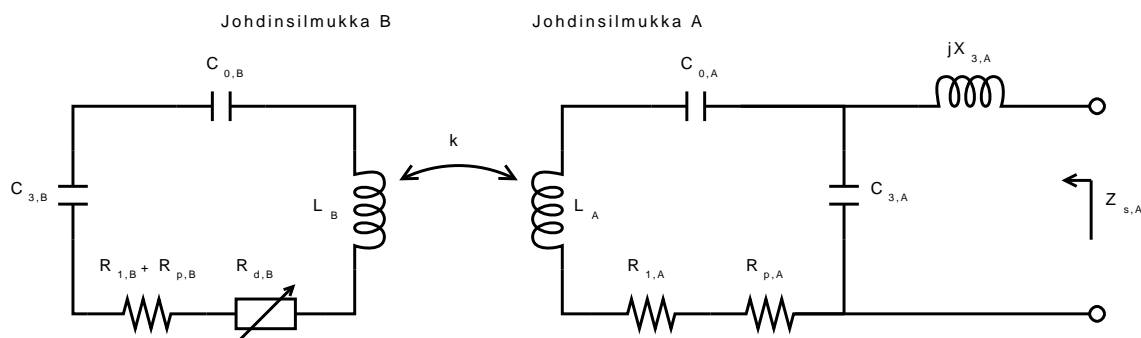
$$Z_{s,A} = \frac{X_{3,A}^2}{R_{1,A} + R_{p,A} + \frac{\omega^2 M^2}{R_{1,B} + R_{p,B} + R_{d,B}}}, \quad (57)$$

jossa X_3 on sovituselementin reaktanssi, ω on kulmataajuus, $M = k\sqrt{L_A L_B}$ on keskinäisinduktanssi, R_1 on johdinsilmukan häviöt ja R_p on potilaskuormituksesta aiheutuva häviö. Mitä suurempi on termi $\omega^2 M^2 / (R_{1,B} + R_{p,B} + R_{d,B})$, sitä enemmän kytkentä näkyy esivahvistimen lähdeimpedanssin arvossa. Yhtälön 57 ratkaisussa tarvittavat muuntajayhtälöt löytyvät lähdeviitteestä [13, s. 192].

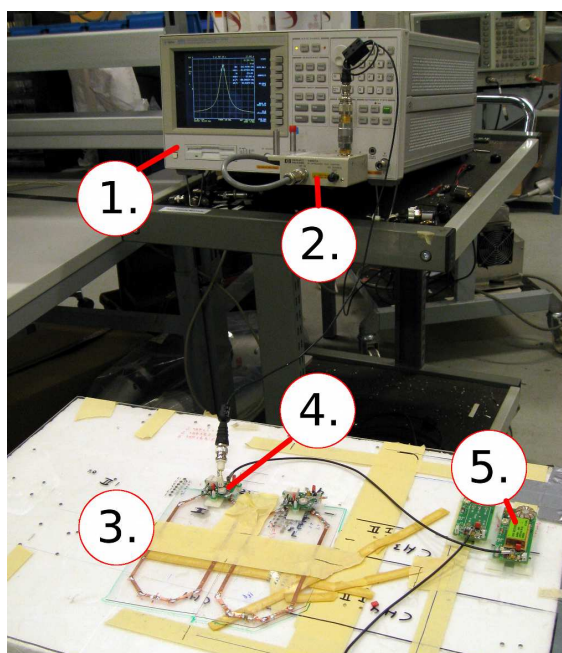
Ilmiön tutkimiseksi rakennettiin mittausasetelma, joka koostuu kahdesta halutulle taajuudelle viritetystä testisilmukasta (kuva 20). Testisilmukoiden dimensiot ja etäisyys toisiinsa nähden on esitetty kuvassa 21. Mittauksella halutaan selvittää kuinka suuriin katkaisuimpedanssin arvoihin kannattaa pyrkiä ja miten hyvin mittaukset saadaan sovitettua teoriaan. Mittauksen kulku on seuraavanlainen: Silmukkaan B kalustetaan eri suuruisia palavastuksia katkaisuresistanssiksi. Silmukasta A mitataan esivahvistimen tulopuolella olevan impedanssin suuruus jokaisella silmukkaan B kalustetulla vastusarvolla. Katkaisuimpedanssin vaikutusta kytkennän suuruuteen voidaan arvioida vertaamalla naapurisilmukasta mitattuja esivahvistimen lähdeimpedanssin arvoja eri katkaisuresistanssin arvoilla tilanteeseen, jossa ei ole kytkentää

lainkaan (silmukka B viety pois silmukan A vierestä). Silmukan A esivahvistimen tulopuolella oleva impedanssi $Z_{s,A}$ mitataan vektoripiirianalysaattorilla käyttämällä siihen kytkettyä impedanssisiltaa.

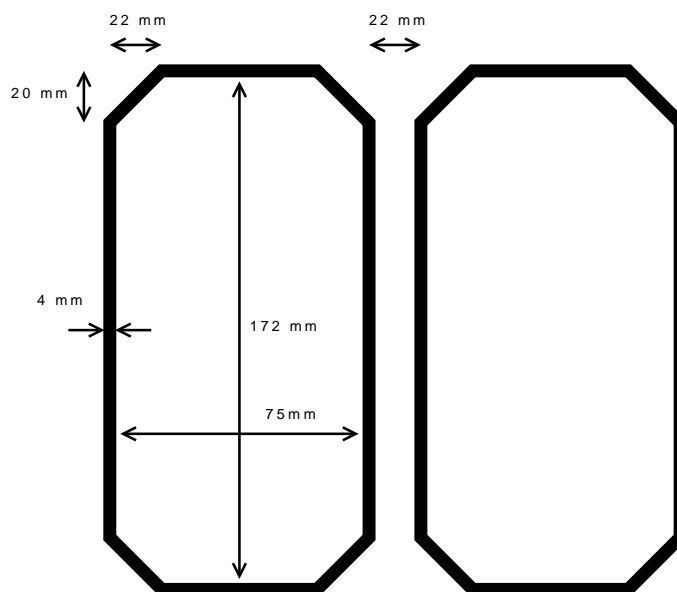
Silmukoiden välisen kytkennän mittaamiseksi käytetään kahta antennia, joista toisella syötetään RF-tehoa silmukasta toiseen ja toisella vastaanotetaan. Jos silmukoiden välillä on kytkentää, nähdään analysaattorilta kaksi resonanssiipiikkiä. Kytken-täkerroin k saadaan laskettua mitattujen resonanssitaajuuksien erotuksen itseisarvosta jakamalla tulos keskitäajuuudella.



Kuva 19: Piirikytkentä katkaisuimpedanssin vaikutuksen mittaamiseksi, kun kaksi johdinsilmukkaa kytkeytyvät toisiinsa.



Kuva 20: Kahden testisilmukan mittausjärjestelmä. Kuvassa mitataan parhaillaan toisen silmukan katkaisuimpedanssia. (1) Vektoripiirianalysaattori, (2) impedanssisilta, (3) testisilmukka, (4) sovituselektronikka, (5) esivahvistin.



Kuva 21: Katkaisuimpedanssin vaikutuksen arviointiin rakennetun mittausasetelman johdinsilmukoiden dimensiot ja etäisyys toisiinsa nähden.

3.3 Sovituksen tarkastelu piirisimulaattorilla

Kelaelementin sovittamisessa tärkeiden parametrien ja tekijöiden kartoittamiseksi käytettiin hyväksi piirisimulaattoria. Piirisimulaattorin suurin etu on se, että se tarjoaa työkalun ongelmakohtien paikallistamiseen ja mahdollisten ratkaisujen nopeaan testaamiseen. Simulaattorina käytettiin Linear Technologyn ilmaista SwitcherCAD/LTSpice nimistä SPICE-simulaattoria (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). SPICE:n kehitys alkoi Kalifornian yliopiston elektroniikan tutkimuslaboratoriossa ja sitä on käytetty laajasti integroidun ja piirikorttitason elektroniikkasuunnittelun tukena.

Simulaattorilla tutkittiin seuraavia sovitukseen liittyviä kysymyksiä:

1. Silmukan vireen vaikutusta esivahvistimen lähdeimpedanssiin ja sitä kautta kohinasovitukseen.
2. Potilaskuormituksen vaikutusta esivahvistimen kohinasovitukseen.
3. Esivahvistimen sisäänmenoimpedanssin vaikutusta kelaelementin sovitukseen.
4. Koaksiaalikaapelin käyttöä osana sovituspiiriä.

Näiden kysymyksien tutkimiseksi piirisimulaattoriin rakennettiin kelaelementti, jonka viretaajuutta ja kuormitusta pystyi muuttamaan. Suuri osa simulaatioista tehtiin induktanssin arvolla $0,56 \mu\text{H}$. Esivahvistin mallinnettiin sarjaresonanssipiirinä, jonka häviöt olivat 2Ω ja reaktiivinen komponentti muutettavissa. Simulaatioissa käytettyjen kuristimien häviöiksi arvioitiin 1Ω . Kapasitanssit pidettiin häviöttöminä.

Sovituksessa kiinnostavin tekijä on koaksiaalikaapelin käyttäminen osana sovituspäätä, sillä se mahdollistaisi mm. vapaamman mekaniikkasuunnittelun. 1 T:n vastaanottokelat käyttävät RG174-tyyppistä koaksiaalijohtoa, jota varten piirisimulaattorille täytyi rakentaa oma mallinsa. Mallin tarvitsemat parametrit haettiin kohdilleen mittaamalla olemassa olevan 44 cm pituisen kaapelin induktanssi sen toinen pää oikosuljettuna ja vertaamalla mitattua tulosta simulaattorin antamaan tulokseen. Lopulliset toimivat parametrit saatiin seuraavista kaapelin dimensioista: $D = 2,22$ mm, $d = 0,43$ mm ja $\epsilon_r = 2,28$. Näillä dimensioilla laskettiin koaksiaalikaapelille induktanssi ja kapasitanssi pituusyksikköä kohden kaavoilla 18 ja 19. Mallin häviöresistanssi asetettiin vastaamaan mittaustuloksia. Piirisimulaattorin ymmärtämä malli 40 cm pituiselle johdolle on muotoa:

```
.model RG174 LTRA (len=0.4 C=101.7p L=306.3n R=3.5 LININTERP)
```

Jos mallia verrataan johdinvalmistajan spesifikaatioihin huomataan, että se ei ole täysin yhtäpitävä. Valmistajan antamat kaapelin dimensiot ovat $D = 1,48$ mm ja $d = 0,48$ mm. Näillä parametreilla kaapelista aiheutuva induktanssi jää noin teki-jällä 1,4 liian pieneksi. Mallin kapasitanssi taas vastaa erinomaisella tarkkuudella valmistajan antamaa lukua, joka on 101 pF/m.

4 Tulokset

Tämä kappale sisältää kaikki työssä saadut tulokset. Kappaleessa 4.1 esitetään mitatut esivahvistimen kohinaluvut ja niistä piirretyt kohinaympyrät. Kappale 4.2 sisältää tulokset kahden johdinsilmukan kytkentätestille, missä tutkittiin katkaisuimpedanssin vaikutuksen suuruutta kytkennän minimoimiseksi. Kappaleessa 4.3 esitetään simulaatiotulokset ja niistä tehdyt havainnot sovituksen optimoimiseksi sekä kuinka koaksiaalijohtoa voidaan hyödyntää osana sovituspiiriä.

4.1 Esivahvistimen kohinaparametrit ja kohinaoptimi

Esivahvistimen kohinaluku mitattiin Agilentin N8973A mallisella kohina-analysaattorilla 19:llä eri lähdeimpedanssin arvolla, jotka valittiin sopivasti Smithin kartalta. Kohinalähteenä käytettiin Agilentin N4000A mallista kohinalähdettä ($ENR = 6$ dB). Käytetyn laitteiston datalehdet löytyvät lähdeviitteistä [14] ja [15]. Jokaisessa mittapisteessä kohina-analysaattorin näyttämä otettiin ylös 10 kertaa – aina, kun analysaattorin keskiarvostus oli laskenut uuden arvon kohinaluvulle. Myös analysaattorin mittaama esivahvistimen vahvistus otettiin ylös jokaisessa mittapisteessä, koska tietoa tarvitaan virhearvioiden laskemiseen. Mittaus toistettiin 5 kertaa, jotta saatiin tietoa mitta-asetelman satunnaisista virheistä. Jokaisen toistomittauksen välissä mitta-asetelma purettiin ja rakennettiin kokonaan uusiksi.

Mittaustulokset on esitetty taulukossa 6. Tuloksissa ilmoitettu kohinaluku NF ja vahvistus G on toistokokeille laskettu keskiarvo ja termi σ_{NF} on kohinaluvulle laskettu toistokokeiden välinen keskihajonta. Kohina-analysaattorin kohinaluvuksi mitattiin 4,74 dB. Tuloksista tehtiin seuraavat johtopäätökset: Esivahvistimelle mitatut kohinaluvut ovat hyvin pieniä. Pienin mitattu kohinaluku oli $0,35 \pm 0,2$ dB, joka saatiin 50Ω lähdeimpedanssin arvolla. Mittaustuloksiin sovitettut kohinaympyrät on piirretty kuvaan 22. Sovitusmenetelmä ja kohinaympyrän yhtälö löytyvät liitteestä B. Sovitustulokset ovat: $F_{min} = 0,42$ dB, $R_n = 1,58 \Omega$, $G_{opt} = 0,021 \Omega$ ja $B_{opt} = 0,0027 \Omega$. Resistanssiksi ja reaktanssiksi muutettuna sovituspäarametrit ovat $R_{opt} = 46,35 \Omega$ ja $X_{opt} = -5,90 \Omega$. Kohinaympyröistä nähdään, että esivahvistin kestää hyvin optimilähdeimpedanssia suurempiakin impedanssin arvoja. Kuvaajasta huomataan myös, että kohinaluku kasvaa impedanssin funktiona jyrkemmin optimipistettä matalammilla impedanssin arvoilla kuin optimia suuremmilla impedansseilla. Matalilla lähderesistanssin arvoilla kohinasovitus on myös herkempi reaktanssin muutoksille. Sovitusta tehtäessä kannattaa pyrkiä resistiiviseen lähdeimpedanssiin ja jättää se mieluummin optimiarvoa suuremmaksi kuin pienemmäksi.

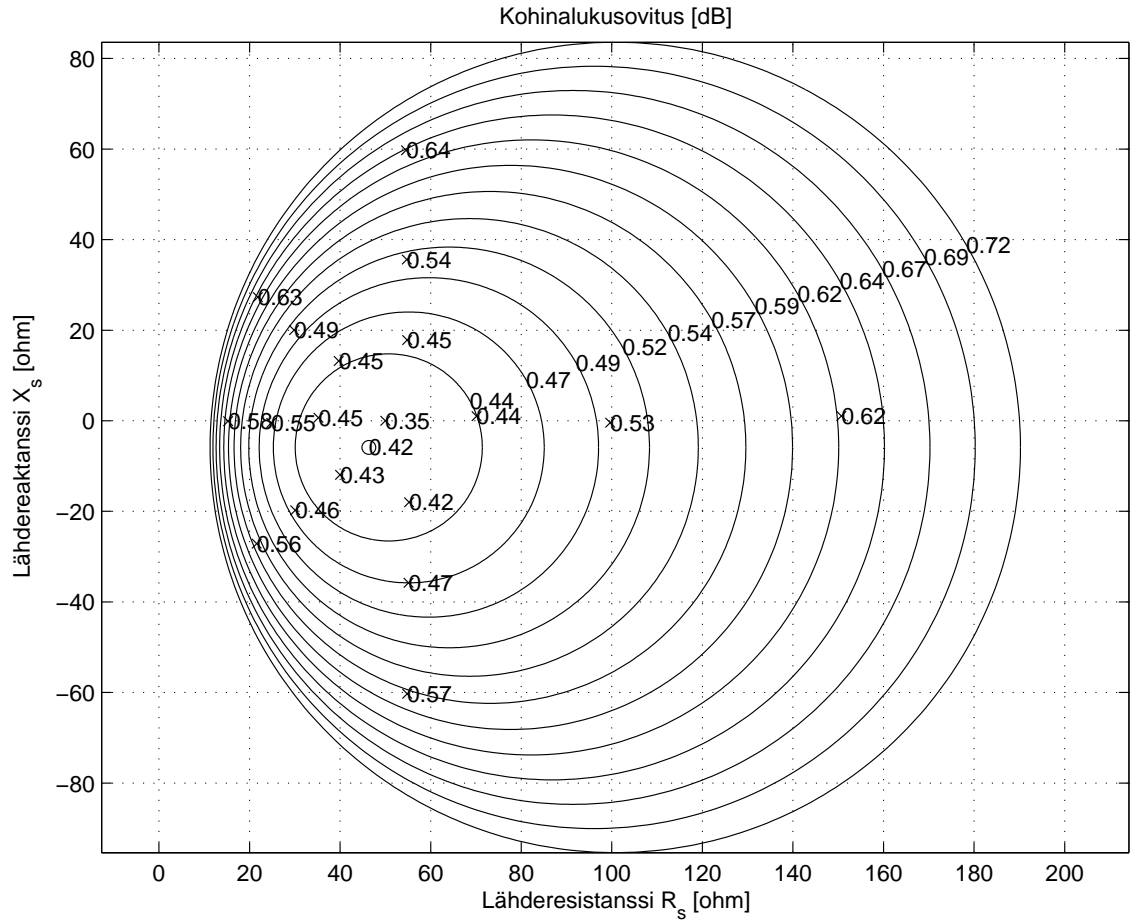
Taulukossa 7 on esitetty virhebudjetti toteutetulle kohinamittaukselle. Parametrin suuruus on keskiarvo eri mittapisteissä lasketusta epävarmuudesta. Virhebudjettia laskettaessa todettiin, että -5 dB vaimennin paransi impedanssisovitusta sen verran hyvin, että siitä aiheutunut virhe jäi olemattomaksi. Ilman vaimenninta se olisi ollut huomattava. Kokonaisvirheeksi saadaan yhtälöä 51 käyttämällä $\pm 0,167$ dB, joka pyöristetään arvoon $\pm 0,2$ dB. Tämä on kymmenen kertaa suurempi kuin mit-

Taulukko 6: Esivahvistimen eri lähdeimpedansseille mitatut kohinaluvut NF ja vahvistus G .

Muunnin	R_s [Ω]	X_s [Ω]	NF [dB]	σ_{NF} [dB]	G [dB]
1	35,21	0,70	0,45	0,02	29,16
2	39,70	13,21	0,45	0,04	28,42
3	54,81	17,83	0,45	0,03	27,07
4	70,14	1,02	0,44	0,02	26,75
5	55,25	-17,99	0,42	0,02	27,29
6	39,99	-11,94	0,43	0,03	28,33
7	24,82	-0,46	0,55	0,02	31,42
8	29,85	20,03	0,49	0,01	28,89
9	54,73	35,59	0,54	0,01	26,39
10	99,63	-0,40	0,53	0,02	25,35
11	55,11	-35,78	0,47	0,02	26,53
12	30,11	-19,77	0,46	0,01	29,05
13	15,29	-0,07	0,58	0,01	33,41
14	21,85	27,30	0,63	0,01	28,82
15	54,56	59,73	0,64	0,01	25,40
16	150,71	1,05	0,62	0,00	26,40
17	54,83	-60,30	0,57	0,02	25,32
18	21,59	-27,16	0,56	0,01	28,49
19	50,00	0,00	0,35	0,01	27,84

taukselle laskettu statistinen virhe. Lopulliseksi virherajaksi valitaan siis suoraan mittaussasetelman ja siihen liittyvien mittalaitteiden mittaepävarmuudesta johtuva kokonaisvirhe. Virhebudjetista voidaan vielä todeta, että kohinalähteestä johtuva epävarmuus dominoi mittavirhettä.

Tuloksia voidaan pitää tarkkoina, koska mittauksessa otettiin huomioon adaptereiden vaikutus, impedanssisovitukset, impedanssimuuntimen aiheuttama vaimennus sekä ulkoisten häiriölähteiden eliminointi. Lisäksi mittalaitteiden ja mittaussasetelman mittaasepävarmuudet kartoitettiin ja, koska toistomittauksissa mitattujen kohinalukujen keskihajonta oli hyvin pieni, noin $\pm 0,02$ dB, voidaan todeta mittauksien olevan myös hyvin toistettavissa. Haluttaessa tarkempia mittauksia voitaisiin kohinamittaukset suorittaa vielä uudelleen rakentamalla oma kohinalähde, jonka kylmäarvo perustuisi nestetypellä jäähdytettyyn vastuksen kohinaan. Tällöin kohinalähteen epävarmuustekijä saataisiin pienemmäksi. Olisi myös hyvä mitata useamman kuin yhden esivahvistimen kohinaluku, jotta saataisiin tietoa esivahvistimien kohinaluvun hajonnasta.



Kuva 22: Taulukon 6 tulokset sovitettu kohinaympyröille. Jokainen mittapiste ja siinä mitattu kohinaluku on merkitty kuvaajassa ristillä. Sovituksen optimikohinaluku on merkattu pienellä ympyrällä.

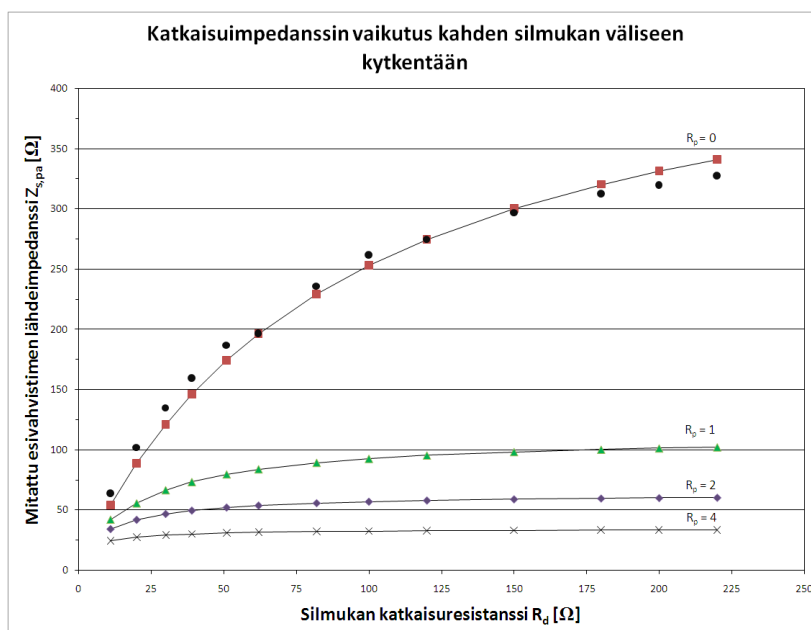
Taulukko 7: Virhebudjetti esivahvistimen kohinamittaukselle.

Parametri	Virheen suuruus [dB]
$\frac{F_{12}}{F_1} \delta N F_{12}$	0,050
$\frac{F_2}{F_1 G_1} \delta N F_2$	0,0004
$\frac{F_2 - 1}{F_1 G_1} \delta G_1$	0,002
$\left(\frac{F_{12}}{F_1} - \frac{F_2}{F_1 G_1} \right) \delta E N R$	0,160

4.2 Katkaisuimpedanssin vaikutus kahden silmukan välisessä kytkennässä

Kelaelementin katkaisuimpedanssin suuruuden vaikutusta silmukoiden väliseen kytkentään tutkittiin kahden silmukan testiasetelmalla. Toisen silmukan esivahvistimen tulopuolella oleva impedanssi mitattiin aina, kun toiseen silmukoista oli kalustettu uusi palavastus katkaisuresistanssiksi. Johdinsilmukoita ei kuormitettu mittaauksen aikana. Mittaustulokset on esitetty taulukossa 8. Johdinsilmukoiden väliseksi kytkennäksi mitattiin noin 5,2 %, mikä on suuruudeltaan sitä luokkaa mitä monikanavakelassa kahden silmukan välillä sallitaan maksimissaan. Johdinsilmukoiden induktanssiksi mitattiin noin 375 nH ja kuormittamattomaksi Q-arvoksi noin 330.

Kuvassa 23 on mittaustuloksista piirretty käyrä (pallot). Samaan kuvaajaan on myös piirretty yhtälön 57 mukaan lasketut mittauspisteitä vastaavat arvot (neliöt). Kolmioilla, salmiakeilla ja risteillä on merkattu laskettu teoreettinen arvo eri potilaskuormituksilla. Huomataan, että mittaustulokset vastaavat hyvällä tarkkuudella teoria-arvoja. Kuormittamattomien testisilmukoiden välinen kytkentä pienenee logaritmin kaltaisesti, kun katkaisuresistanssin suuruutta kasvatetaan. Pienikin potilaskuormitus muuttaa tilannetta kuitenkin olennaisesti. Työtä tehtäessä saavutettavissa olevat katkaisuresistanssin arvot olivat noin 30–50 Ω . Suurilla potilaskuormituksilla 50 Ω on hyvä katkaisuresistanssi, mutta matalilla potilaskuormituksen arvoilla kannattaisi pyrkiä 100–150 Ω katkaisuresistanssin arvoihin.



Kuva 23: Silmukasta A mitattu esivahvistimen lähdeimpedanssi silmukkaan B kalustetuilla katkaisuresistanssin arvoilla (pallot). Neliöillä on merkattu teorian mukaan lasketut mittauspisteitä vastaavat arvot. Kolmioilla, salmiakeilla ja risteillä on piirretty teoreettinen arvo eri potilaskuormituksilla.

Taulukko 8: Silmukasta A mitatut esivahvistimen lähdeimpedanssit silmukkaan B kalustetuilla katkaisuresistanssin R_d arvoilla. $X_{s,A} = 0$, koska esivahvistimen lähdeimpedanssi muodostuu sarjaresonanssipiiristä.

$R_{d,B} [\Omega]$	$R_{s,A} [\Omega]$	$R_{d,B} [\Omega]$	$R_{s,A} [\Omega]$
11	64	100	262
20	102	120	275
30	135	150	297
39	160	180	313
51	187	200	320
62	197	220	328
82	236	∞	426

4.3 Sovituksen toteuttaminen

Tässä kappaleessa esitetään piirisimulaattorilla ja kokeellisin menetelmin saadut tulokset kelaelementin sovituksen optimoimiseksi. Puhuttaessa perinteisestä sovituksesta tarkoitetaan tässä sovitusta, jossa kelaelementti on kytketty esivahvistimeen suoraan sovituskelalla. Oleellisesti sovituselektroniikka ja esivahvistin ovat tällöin samalla piirikortilla. Koaksiaalisella sovituksella tarkoitetaan sovitusta, jossa koaksiaalikaapelia käytetään osana sovituspiiriä. Tällöin sovituselektroniikka ja esivahvistin ovat omilla piirikorteillaan.

Vastaanottokelan sovituksen toiminnan kannalta tärkeimmät parametrit ovat esivahvistimen lähdeimpedanssi $Z_{s,pa}$ ja kelaelementin katkaisuiмпedanssi Z_d . Sopivan suuruisella esivahvistimen lähdeimpedanssilla saadaan esivahvistimen aiheuttama lisäkohina minimoitua ja riittävällä katkaisuiмпedanssilla saadaan monikanavakelan naapurisilmukat isoitua toisistaan. Molemmat parametrit riippuvat sovituspiirin kondensaattorin C_3 suuruudesta, jonka yli esivahvistin kytketään. Lisäksi esivahvistimen lähdeimpedanssi riippuu paljolti myös kelaelementin potilaskuormituksesta R_p , joka mitataan yleensä silmukan kuormitettuna Q-arvona. Optimaalisen toiminnan kannalta tärkeätä on, että esivahvistimen lähdeimpedanssi ja silmukan näkemä katkaisuiмпedanssi ovat molemmat resonanssissa halutulla taajuudella.

Sovituksen pääongelmat ovat liittyneet koaksiaalikaapelin käyttämiseen osana sovituspiiriä. Tässä työssä löydettiin ratkaisu, kuinka koaksiaalikaapelia voidaan käyttää sovituksessa. Lyhyillä (alle 5 cm) kaapelin pituuksilla voidaan käyttää perinteistä sovitusta kompensoimalla koaksiaalikaapelin aiheuttama induktanssi sarjakondensaattorilla. Pidemmällä koaksiaalikaapeleilla siirtojohtoilmiöt kuitenkin siirtävät sovituksen resonanssitaajuutta niin paljon sivuun, että se pilaa esivahvistimen kohinasovituksen. Ongelmaan löydettiin kuvan 24 mukainen ratkaisu, joka on käyttökelpoinen noin 30 cm pituisilla tai pidemmällä koaksiaalikaapeleilla.

Silmukan ja esivahvistimen välisessä sovituksessa kapasitanssin C_3 arvon valitseminen ei ole triviaali ongelma. Optimaalisen kohinasovituksen kannalta esivahvistimen lähdeimpedanssin $Z_{s,pa}$ täytyy olla noin 50Ω reaalinen (ks. kohinaympyrät sivul-

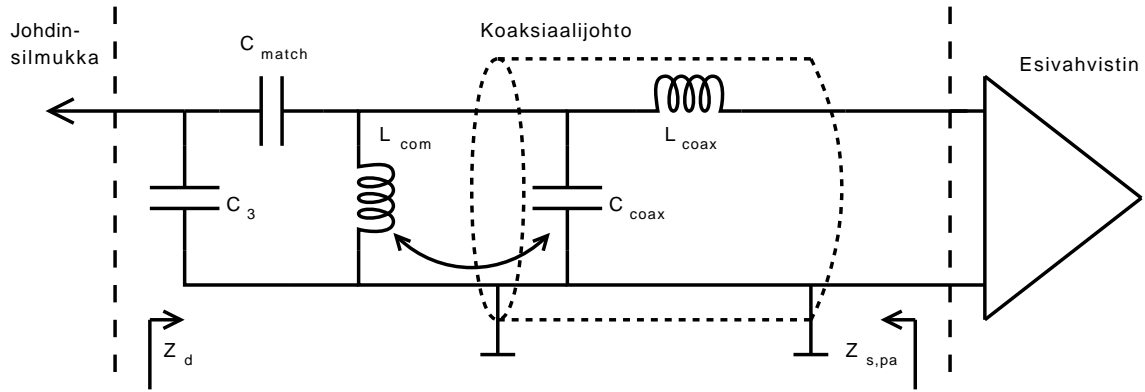
ta 36). Käytetty esivahvistin kestää kuitenkin hyvin lähdeimpedanssin vaihtelua ja impedanssialueella $Z_{s,pa} = [40, 100] \pm j[0, 40] \Omega$ ja $Z_{s,pa} = [20, 100] \pm j[0, 10] \Omega$ esivahvistimen kohinaluku on vielä hyvä, noin $0,5 \pm 0,2$ dB. C_3 :n arvo kannattaa valita niin, että esivahvistimen lähdeimpedanssi pysyy näillä alueilla, kun silmukan kuormitettu Q-arvo vaihtelee välillä 100–20. Pienillä C_3 :n arvoilla (suuri katkaisuiмпedanssi) esivahvistimen lähdeimpedanssin arvo suurenee, mutta samalla esivahvistimen kohinasovitus tulee myös herkemmäksi silmukan vireelle. Sovituksen herkkyyys silmukan vireestä on suurimmillaan, kun potilaskuormitus on pientä. Kuten jäljempänä todetaan, suurilla potilaskuormituksilla sovitusta ei ole enää juuri lainkaan herkkä silmukan viretaajuuden muutoksille. Myös sovitustavalla on väliä, sillä koaksiaalinen sovitusta nostaa hieman esivahvistimen lähdeimpedanssia perinteiseen sovitukseen verrattuna.

Mitään tiettyä C_3 :n arvoa on mahdoton antaa, koska sovitusta täytyy suunnitella aina erikseen jokaiselle vastaanottoelementille arvioimalla sen potilaskuormitus ja ottamalla huomioon silmukan häviöt. Suuruusluokka-arvio C_3 :n suuruudelle 1 T:n vastaanottokeloilla on noin 300–390 pF, jolloin esivahvistimen kohinaluku on tyyppillisillä potilaskuormituksilla noin 0,5 dB ja katkaisuiмпedanssi noin 30–50 Ω . Jos halutaan suurempia katkaisuiмпedanssin arvoja, täytyy esivahvistin spesifioida uudelleen niin, että sen sisäinen muunnin muuntaa suuremman lähdeimpedanssin sopivaksi impedanssiksi vahvistimen sisäiselle transistorille. Lisäksi kannattaa kiinnittää huomiota esivahvistimen sisäänmenon reaktiiviseen komponenttiin, koska se hankaloittaa sovituksen virittämistä. Liian suuret poikkeamat esivahvistimen sisäänmenon reaktanssissa aiheuttavat myös ongelmia tuotannossa.

4.3.1 Koaksiaalikaapeli osana sovituspäiriä

Koaksiaalinen sovitusta saatiin resonanssiin sovituspäiriin molemmista suunnista katsottuna – tarkoittaa sitä, että esivahvistimen lähdeimpedanssi ja silmukan katkaisuiмпedanssi ovat resonanssissa samalla taajuudella – kuvan 24 mukaisella kytkennällä. Sovituksessa kaapelin kanssa rinnan oleva kela L_{com} viritetään resonanssiin koaksiaalikaapelin kapasitanssin kanssa, jolloin virta näkee suuren impedanssin kaapelin keskijohtimen ja vaipan välillä (megaohmeja). Tämän jälkeen sarjakapasitanssilla C_{match} säädetään koaksiaalikaapelin induktanssin L_{coax} suuruus vastaamaan kapasitanssin C_3 reaktanssia. Kaapelin omaa induktanssia käytetään siis sovituskelana samaan tapaan kuin perinteisessä sovituksessa. Sovituksen voi toteuttaa myös siirtämällä sovituskondensaattorin C_{match} vahvistimen eteen.

Piirisimulaattorilla suunniteltu koaksiaalinen sovitusta toteutettiin yhdelle testisilmukalle onnistuneesti käyttämällä 44 cm pituista RG174-tyyppistä koaksiaalikaapelia. Sovituksessa käytetyt komponenttiarvot, jotta sovitusta saatiin resonanssiin halutulle taajuudelle, olivat: $C_3 = 306,8$ pF, $L_{com} = 208 - 410$ nH:n säätökela ja $C_{match} = 192$ pF. Kuvassa 25 on esitetty mittaustulokset 1 MHz:n alueella. Laboratorioolosuhteista johtuen ja silmukan virityksen helpottamiseksi mittaukset tehtiin kuormittamattomalle testisilmukalle. Huomioitavaa on, että tällöin esivahvistimen lähderesistanssi on korkea. Sovitusta ei myöskään suunniteltu sellaiseksi, että testi-

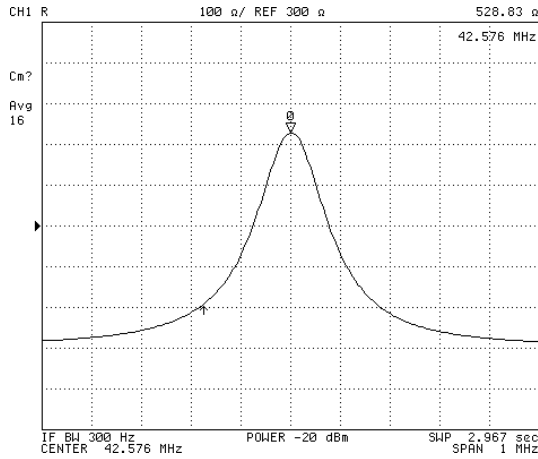
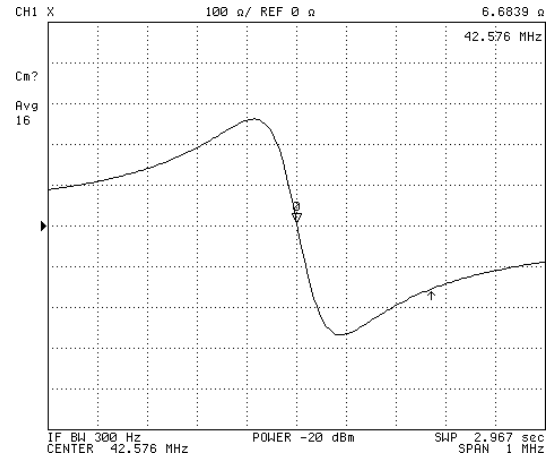
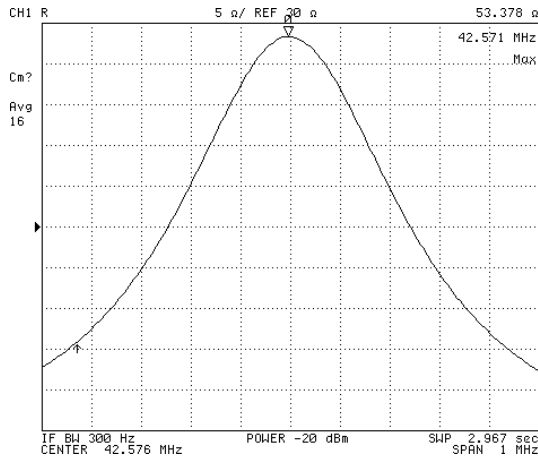
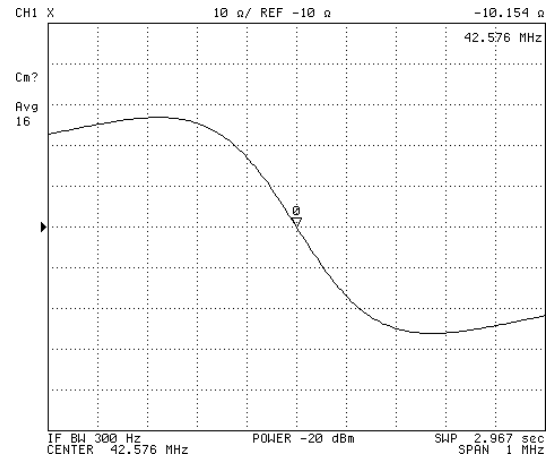


Kuva 24: Koaksiaalinen sovitus, jossa kela L_{com} on resonanssissa kapasitanssin C_{coax} kanssa. Kapasitanssilla C_{match} säädetään sovituskelan induktanssi L_{coax} sopivaksi.

silmukalla tehtäisiin potilaskuvauksia. Tärkeämpää on osoittaa, että koaksiaalinen sovitus saadaan resonanssiin halutulle taajuudelle sovituspiirin molemmista suunnista katsottuna. Potilaskuormituksen vaikutuksiin perehdytään jäljempänä.

Piirisimulaattorin laskemat arvot sovituskomponenteiksi olivat: $L_{com} = 265 \text{ nH}$ ja $C_{match} = 235 \text{ pF}$. Kompensaatiokelan induktanssi mitattiin jälkeenpäin saattamalla se resonanssiin, josta laskettiin L_{com} :n suuruudeksi noin 250 nH . Tämä vastaa hyvällä tarkkuudella simulaattorilla saatua tulosta. Kondensaattorin C_{match} suuruudessa oli simulaattorilla lasketun ja kalustetun komponentin välillä eroa noin 43 pF . Syyksi todettiin piirikortilla olevat vedot ja oikosulkupalat, jotka aiheuttavat sovituspiiriin lisää induktanssia. Mittaamalla koaksiaalikaapelin reaktanssi sen toinen pää oikosuljettuna ja toistamalla sama mittausta, kun kaapeli on kiinnitettynä piirikortille, saatiin mittauksien väliseksi impedanssieroksi noin $+j7 \Omega$. Kapasitanssiksi muutettuna tämä on noin 50 pF , mikä vastaa suuruudeltaan hyvin puuttuvaa 43 pF .

Toteutetulle koaksiaaliselle sovitukselle laskettu katkaisuiмпedanssi oli noin 67Ω , kun taas mitattu arvo oli noin 53Ω . Piirisimulaattorin ja mitatun katkaisuiмпedanssin suhteesta saadaan laskettua, että sovituksen häviöt olivat arvioiduista noin 26% suuremmat. Mittaustuloksien perusteella toteutetun sovituksen häviöresistanssiksi saadaan noin 3Ω . Sovituksessa käytetyn esivahvistimen sisäänmenon impedanssiksi mitattiin noin $(2 + j2) \Omega$. Olettamalla piirikortin häviöt pieniksi verrattuna koaksiaalikaapelin häviöihin saadaan, että koaksiaalikaapelin häviöresistanssi on noin 1Ω . Tämä vastaa suuruudeltaan hyvin teoriaosan taulukossa 1 laskettua arviota. Voidaan myös todeta etteivät koaksiaalijohdon häviöt pilaa katkaisuiмпedanssia.

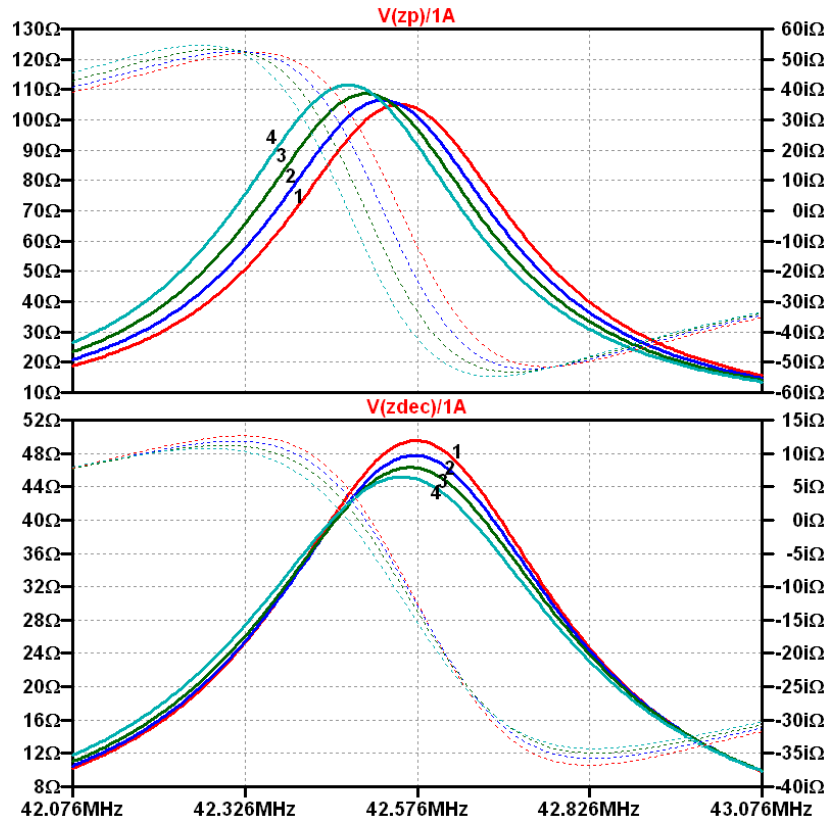
(a) $R_{s,pa}$ (b) $X_{s,pa}$ (c) R_d (d) X_d

Kuva 25: Mittaustulokset koaksiaaliselle sovitukselle. Koaksiaalikaapelin pituus 44 cm, $L_{loop} = 375$ nH, $Q_1 = 330$ ja $C_3 = 306,8$ pF.

Taulukko 9: Piirisimulaattorilla laskettuja kompensatioinduktanssin arvoja eri mit-
taisille RG174-tyypin koaksiaalijohdoille.

Johdon pituus [cm]	L_{com} [nH]
20	630
30	420
40	295
50	220

Kuvan 24 mukaisen sovituspiirin käyttö lyhyillä kaapelin pituuksilla johtaa liian suuriin kompensatioinduktanssin arvoihin. Taulukkoon 9 on laskettu kompensatioinduktanssin arvoja muutamille johdonpituuksille lähtien 20 cm:stä. Sovitus onkin käytännöllinen noin 30 cm tai pidemmille johtimille. Lyhyitä (alle 5 cm pituisia) koaksiaalikaapeleita voidaan kuitenkin käyttää osana perinteistä sovituspiiriä kompensoimalla johdon induktanssi sarjakondensattorilla. Lyhyen koaksiaalikaapelin aiheuttama kapasitanssi on vielä sen verran pieni, ettei siitä aiheudu ongelmia. Pitäen kasvaessa sen vaikutus kuitenkin nopeasti lisääntyy ja aiheuttaa ongelmia esivahvistimen kohinasovituksessa. Kuvaan 26 on piirisimulaattorilla piirretty esivahvistimen lähdeimpedanssi ja silmukan katkaisuiimpedanssi, kun sovituksessa käytetty 4, 8, 12 ja 16 cm pituista koaksiaalijohtoa. Kuvaajasta huomataan kuinka koaksiaalikaapelin pituus alkaa siirtää esivahvistimen lähdeimpedanssia sivuun halutulta taajuudelta. Kuvaajaan piirretty katkaisuiimpedanssi on viritettävissä tarkasti halutulle taajuudelle muuttamalla hieman simulaattorin laskemaa sovituskomponentin arvoa.



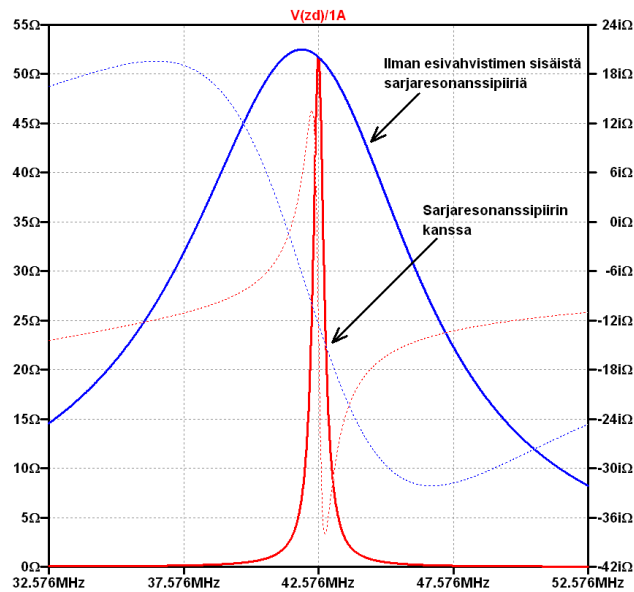
Kuva 26: Ylhäällä esivahvistimen lähdeimpedanssi ja alhaalla silmukan katkaisuiimpedanssi eri koaksiaalikaapelin pituuksilla 1 MHz:n alueella, kun sovitus on tehty kompensoimalla johdon induktanssi sarjakapasitanssilla: (1) 4 cm, (2) 8 cm, (3) 12 cm, (4) 16 cm. $C_3 = 300$ pF, $L_{loop} = 0,56$ μ H ja $Q_{load} = 100$.

4.3.2 Esivahvistimen sisäänmenon vaikutus sovituksessa

Esivahvistimen sisäisellä sarjaresonanssiipiirillä on vaikutusta katkaisuiмпedanssin arvoon. Jos esivahvistimen sisäänmeno analysoidaan ainoastaan sarjaresonanssiipiirin häviöinä (noin $2\ \Omega$) saadaan katkaisuiмпedanssin Q -arvoksi paljon pienempi kuin mitä se todellisuudessa on. Esivahvistimen sisäänmenon sarjaresonanssiipiiri kasvattaa katkaisuiмпedanssin Q -arvoa, jolloin katkaisun virittäminen oikealle taajuudelle on tärkeätä. Kuvassa 27 on havainnollistettu tätä simulaattorilla. Laakea katkaisuiмпedanssi saadaan, kun esivahvistimen sisäinen sarjaresonanssiipiiri jätetään huomioimatta.

Esivahvistimen sisäänmenoimpedanssi ei ole myöskään puhtaasti reaalinen vaan sisältää hieman reaktanssia. Spesifikaatioiden mukaan sisäänmenoimpedanssi saa olla $\pm 1\ \Omega$ reaktiivinen. Taulukkoon 10 on kerätty mittaustulokset kymmenelle eri esivahvistimen sisäänmenoimpedanssille. Näin alhaisten impedanssien mittaaminen on melko epätarkkaa, joten tulokset on esitetty vain yhden numeron tarkkuudella. Mittaustuloksien mukaan esivahvistimen reaktanssin suuruus vaihtelee välillä $[-2, 2]\ \Omega$, mutta otantaan mahtui myös yksi vahvistin, jonka reaktanssi oli jopa $-6\ \Omega$.

Sisäänmenoimpedanssin reaktiivisen komponentin liiallinen vaihtelu voi aiheuttaa ongelmia sovituksen virittämisessä, jos se siirtää sovituksen vireen suunnitellun säätövaran ulkopuolelle. Tämä johtuu siitä, että muutama ohmi on halutulla taajuudella paljon suhteessa sovituskelan reaktanssiin. Esimerkiksi $2\ \Omega$ on $77,6\ \text{nH}$ sovituskelan reaktanssista ($C_3 = 180\ \text{pF}$) noin 10 %. Lisäksi tulee huomioida, että esivahvistimen sisäänmenoimpedanssi kuuluu katkaisuiмпedanssin mittapiiriin, mutta ei esivahvistimelle mitattavaan lähdeimpedanssiin.



Kuva 27: Esivahvistimen sisäisen sarjaresonanssiipiirin vaikutus katkaisuiмпedanssin Q -arvoon. $C_3 = 300\ \text{pF}$ ja sovituskelan häviöiksi on arvioitu $1\ \Omega$.

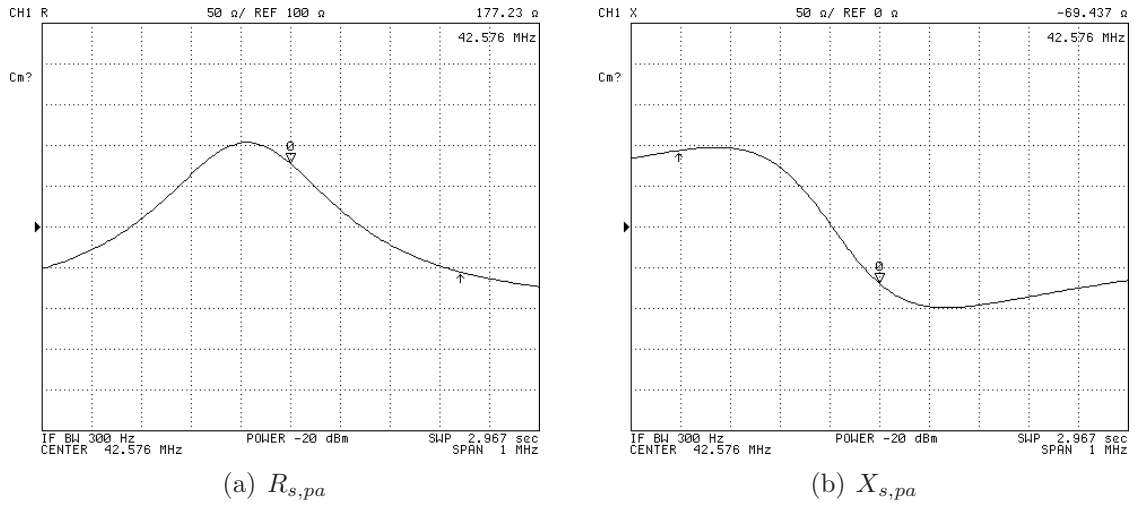
Taulukko 10: Mitatut sisäänmenoimpedanssit kymmenelle eri esivahvistimelle.

Esivahvistin	$R_{in} [\Omega]$	$X_{in} [\Omega]$
1	2	1
2	2	2
3	2	2
4	2	1
5	2	1
6	2	2
7	2	-6
8	2	2
9	2	-2
10	2	1

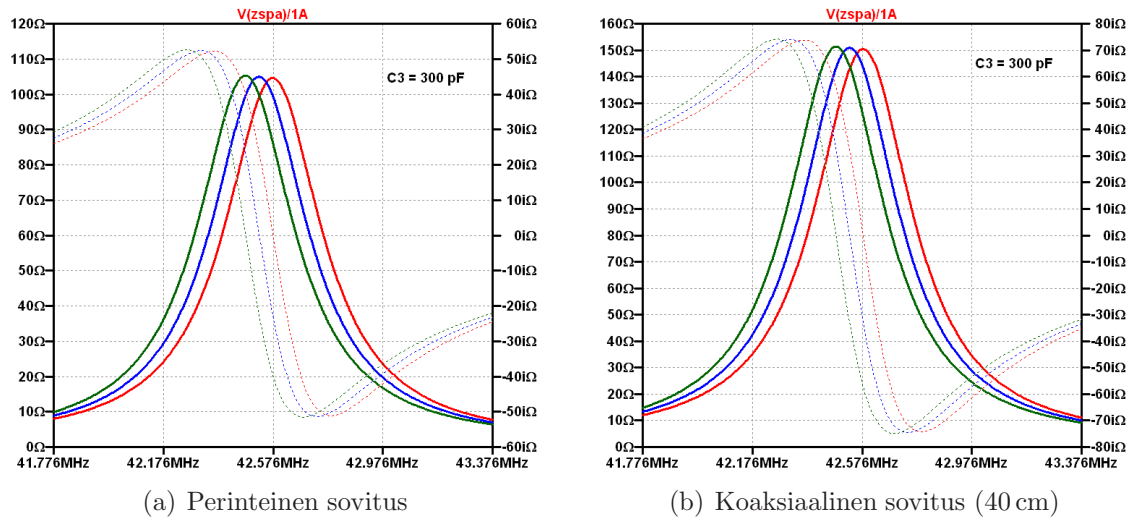
4.3.3 Kelan vireen ja potilaskuormituksen vaikutus sovituksessa

Vastaanottokelan silmukan vire muuttuu aina hieman viritystaajuudelta kuvaus-tilanteesta riippuen. Jo se, että kela asetetaan magneettikuvauslaitteen sisällä eri paikkaan kuin missä se on viritetty (isosentri) muuttaa viretaajuuksia hieman. Suurimmat viretaajuuksien muutokset johtuvat kuitenkin potilaasta. 1 T:n magneettikuvauskeloilla viretaajuus tyypillisesti laskee kuormituksen lisääntyessä. Koska vastaanottoelementin vireellä on suora vaikutus esivahvistimen lähdeimpedanssiin ja siten vahvistimen kohinasovitukseen, suotavaa olisi ettei esivahvistimen lähdeimpedanssi olisi kovin herkkä silmukan viretaajuuden muutoksille. Kuvassa 28 on havainnollistettu mittauksin potilaskuormituksen vaikutusta silmukan vireeseen kuormittamalla silmukkaa kädellä. Mittaus tehtiin testisilmukalle, jolle oli toteutettu kuvan 24 mukainen koaksiaalinen sovitus.

Kuvaajassa 29 on piirisimulaattorilla arvioitu esivahvistimen lähdeimpedanssin vaihtelua, kun silmukan vire poikkeaa halutulta taajuudelta. Suurin haitta silmukan epävireestä johtuu siitä, että se kasvattaa esivahvistimen lähdeimpedanssin reaktanssia nopeasti. Jos reaktanssi kasvaa liian suureksi huononee esivahvistimen kohinasovitus merkittävästi (ks. kohinaympyrät sivulta 36). Simulaatiotuloksista huomataan, että perinteinen sovitus on hieman robustimpi silmukan epävireelle kuin koaksiaalinen sovitus. Kondensaattorin C_3 valinnalla on myös vaikutusta silmukan vireestä johtuvaan esivahvistimen lähdeimpedanssin herkkyyteen. Suurilla kondensaattorin C_3 arvoilla esivahvistimen lähdeimpedanssin reaktanssin muutoskäyrä on loivempi kuin pienillä C_3 :n arvoilla. Tilannetta on havainnollistettu kuvan 30 simulaatiotuloksilla.

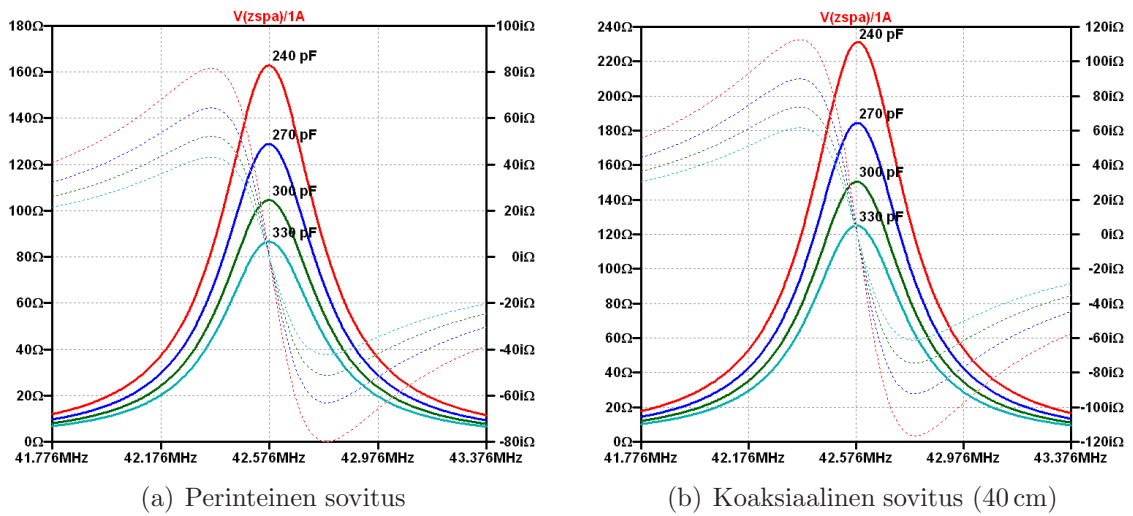


Kuva 28: Mitattu esivahvistimen lähdeimpedanssi koaksiaalisella sovituksella, kun silmukkaa kuormitettu kädellä. $L_{loop} = 375$ nH, $C_3 = 306,8$ pF, $L_{com} = 250$ nH ja $C_{match} = 192$ pF.

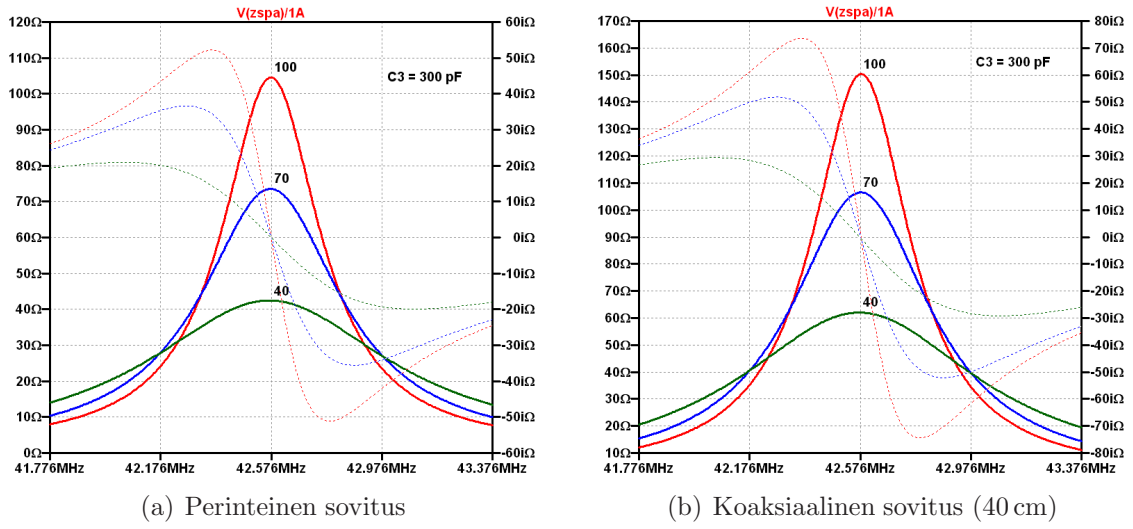


Kuva 29: Piirisimulaattorilla arvioitu esivahvistimen lähdeimpedanssi, kun silmukka on resonanssissa halutulla taajuudella (keskitaajuus 42,576 MHz) sekä 50 kHz että 100 kHz sivussa keskitaajuudelta taajuudelta. $L_{loop} = 0,56$ μ H, $Q_{load} = 100$.

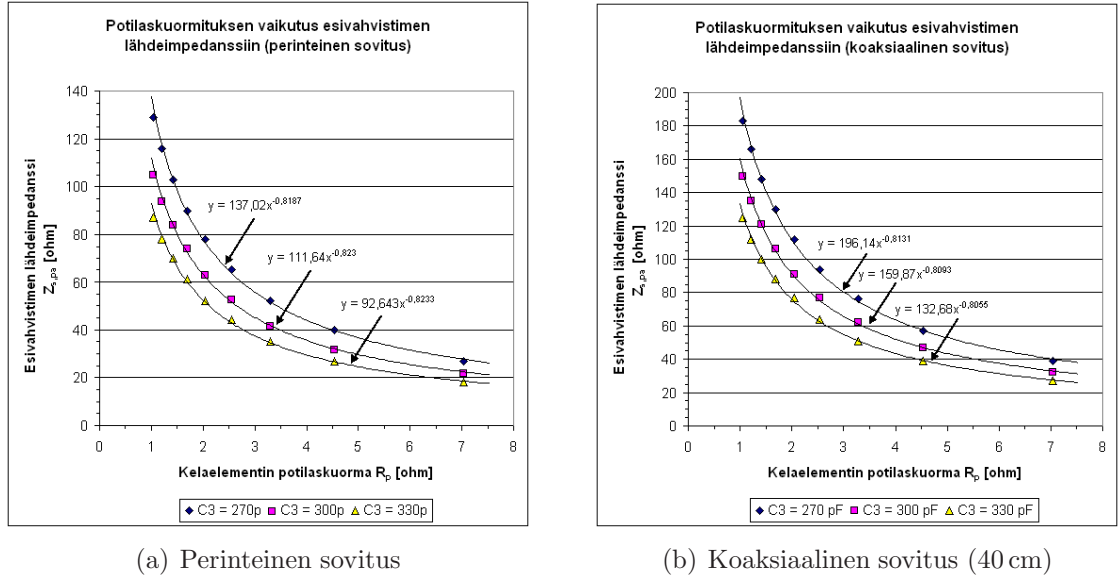
Kuvien 29 ja 30 tulokset on laskettu sellaiselle tilanteelle, missä kelaelementin kuormitettu Q-arvo oli 100. Tämä on tyypillisesti ollut vielä pientä potilaskuormitusta. Jos kelaelementin kuormitusta lisätään, ei esivahvistimen lähdeimpedanssi ole enää läheskään niin herkkä silmukan viretaajuuden muutokselle, koska lähdeimpedanssin reaktanssin muutoskäyrä loivenee nopeasti. Kuvaajaan 31 on piirretty simulaatiotulokset eri suuruisilla potilaskuormituksilla sekä perinteiselle että koaksiaaliselle sovitukselle. Lisäksi arvioitiin potilaskuormituksen vaikutusta esivahvistimen lähdeimpedanssin muutosnopeuteen perinteisen ja koaksiaalisen sovituksen välillä. Tulokset on piirretty kuvaajaan 32 kolmella eri kondensaattorin C_3 arvolla. Tuloksista huomataan, että esivahvistimen lähdeimpedanssi laskee potilaskuorman kasvaessa potenssifunktion $y = x^{-0,8}$ nopeudella. Koaksiaalinen sovitus nostaa hieman lähdeimpedanssin suuruutta perinteiseen sovitukseen verrattuna, mutta käyttäytyy muuten samalla tavalla.



Kuva 30: Piirisimulaattorilla arvioitu esivahvistimen lähdeimpedanssin suuruus eri kapasitanssin C_3 arvoilla perinteiselle ja koaksiaaliselle sovitukselle. $L_{loop} = 0,56 \mu\text{H}$, $Q_{load} = 100$.



Kuva 31: Piirisimulaattorilla arvioitu esivahvistimen lähdeimpedanssin suuruus eri potilaskuormituksilla: $Q_{load} = 100, 70$ ja 40 . $L_{loop} = 0,56 \mu\text{H}$, $C_3 = 300 \text{ pF}$.



Kuva 32: Piirisimulaattorilla arvioitu kelaelementin potilaskuormituksen R_p vaikutus esivahvistimen lähdeimpedanssiin eri C_3 :n arvoilla.

5 Yhteenveto

Tässä diplomityössä perehdyttiin 1 T:n magneettikuvauslaitteen vastaanottokelojen sovituspäihin toteutukseen liittyviin kysymyksiin. Työn tavoitteena oli rakentaa mitausympäristö olennaisten sähköisten parametrien mittaamiseen ja kehittää metodiikka sovituksen ja sovituskäytön optimointiin. Erityisesti tarkasteltiin esivahvistimen kohinasovittamiseen liittyviä parametreja, tasapainon etsimistä kohinaoptimin ja katkaisuimpedanssin välillä, sekä koaksiaalikaapelin liittämistä osaksi sovituspäiriä. Työlle asetetut tavoitteet saavutettiin ja sovituskäytöintiin liittyvät ongelmat ratkaistiin. Lisäksi työssä löydettiin sovitukseen vaikuttavia aiemmin huomaamatta jääneitä tekijöitä.

Sovituspiiri liittää vastaanottokelan antenneina toimivat johdinsilmukat esivahvistimiinsa. Vahvistuksessa syntyvä lisäkohina riippuu esivahvistimen tulopuolella olevan impedanssin arvosta. Lisäkohinan minimoimiseksi kelaelementti sovitetaan näkymään esivahvistimelle sopivana impedanssina. Toisaalta sovituspäiri muuntaa esivahvistimen sisäänmenoimpedanssin näkymään kuvaus-silmukassa suurena katkaisuimpedanssina. Tällä katkaisuimpedanssilla on keskeinen merkitys useita kelaelementtejä sisältävissä monikavanakeloissa, sillä se pyrkii vastustamaan kelaelementtien välistä signaali- ja kohinavirtojen kytkeytymistä. Ideaalinen sovitus siis minimoi sekä esivahvistuksesta johtuvan lisäkohinan että kelaelementtien välisen virtojen kytkeytymisen.

Esivahvistimen kohinaparametrien määrittämiseksi työssä rakennettiin mittausasetelma, jossa esivahvistimen kohinaluku mitataan kohina-analysaattorilla 19:llä eri lähdeimpedanssin arvolla. Pienimmän neliösumman menetelmää käyttämällä kohinaparametrit saadaan sovitettua mitattuun dataan ja esivahvistimen kohinaympyrät piirrettyä. Rakennettua mittausasetelmaa käyttämällä kohinaparametrit mitattiin luotettavasti yhdelle 1 T:n esivahvistimelle. Kohinaoptimiksi saatiin $0,42 \pm 0,2$ dB lähdeimpedanssin arvolla $Z_{opt} = (46,35 - j5,90) \Omega$. Yksittäisten esivahvistimien välistä kohinaoptimin hajontaa ei tässä työssä tutkittu. Mittaustuloksiin sovitettua kohinaympyrä on esitetty sivulla 36. Kohinaympyröistä nähdään, että esivahvistin sietää melko hyvin lähdeimpedanssin muutosta. Lähdeimpedanssin alueella $Z_{s,pa} = [40, 100] \pm j[0, 40] \Omega$ kohinaluku on vielä hyvä, noin $0,5 \pm 0,2$ dB.

Kelaelementin katkaisuresistanssin vaikutusta silmukoiden välisten kytkentöjen pienentämiseen arvioitiin tekemällä mittaus kahdelle vahvasti kytkeytyneelle silmukalle. Tulokseksi saatiin, että kuormittamattomina silmukoiden välinen kytkentä näkyy selvästi ja pienenee logaritmisesti, kun katkaisuresistanssin arvoa kasvatetaan. Tutkimuksissa todettiin kuitenkin, että jo pieni potilaskuormitus pienentää kytkennän vaikutusta merkittävästi. Saatavissa oleva 30–50 Ω katkaisuresistanssin arvo on hyvä suurilla potilaskuormituksilla. Matalilla potilaskuormilla taas kannattaa pyrkiä 100–150 Ω katkaisuresistanssin arvoihin.

Koaksiaalikaapeliin liittyvää ongelmaa tutkittiin piirisimulaattorilla. Tulokset olivat, että lyhyitä (alle 5 cm) koaksiaalijohtoja voidaan käyttää osana sovituspäiriä käyttämällä perinteistä sovitustapaa. Pidemmällä kaapelin pituuksilla johtimesta aiheutu-

nut lisäkapasitanssi tuottaa kuitenkin ongelmia esivahvistimen kohinasovituksessa. Ongelma ratkaistiin kuvan 24 mukaisella sovituspierillä, missä kaapelista aiheutunut lisäkapasitanssin vaikutus hävitetään saattamalla se resonanssiin rinnakkaiskelalla. Sovituksen toimivuus varmistettiin mittauksella. Ratkaisu on käyttökelpoinen noin 30 cm pituisille tai pidemmille koaksiaalijohdoille.

Sovituksen optimoinnissa todettiin myös, että silmukan vireen täytyy olla melko tarkasti halutulla taajuudella vähäisellä potilaskuormituksella. Viretaajuudella on vaikutusta esivahvistimen kohinasovitukseen. Jos kelaelementin viretaajuus on liian paljon sivussa halutulta taajuudelta, on esivahvistimen lähdeimpedanssin reaktiivinen komponentti liian suuri. Suuremmilla potilaskuormituksilla esivahvistimen lähdeimpedanssin reaktanssin muutoskäyrä on kuitenkin huomattavasti loivempi. Keskimääräisillä potilaskuormilla silmukan vire voi olla jopa yli 100 kHz sivussa halutulta taajuudelta. Huomattiin myös, että vaikka esivahvistimen sisäänmenon reaktanssi on suuruudeltaan pieni, noin $\pm 2 \Omega$, on sillä merkitystä sovituksen virittämisessä.

Tämän työn analyysien perusteella voitaisiin kelaelementin sovitusta esivahvistimeen parantaa spesifioimalla uusi esivahvistin, jonka kohinaoptimi saavutettaisiin korkeammalla lähdeimpedanssin arvolla. Tällöin saataisiin kasvatettua kelaelementtien katkaisuiimpedansseja. Esivahvistimen optimilähdeimpedanssin kasvattaminen on mahdollista muuttamalla esivahvistimen sisäistä muunnospierä. Mitä suurempi katkaisuiimpedanssi kelaelementille suunnitellaan, sitä suuremmaksi muodostuu esivahvistimen lähdeimpedanssi. Suuret katkaisuiimpedanssin arvot kuitenkin tekevät esivahvistimen kohinasovituksen herkemmäksi kelaelementin viretaajuuden muutoksille, mikä voi osoittautua ongelmalliseksi pienillä potilaskuormilla. Lisäksi työssä suunniteltua kohinan mittausasetelmaa voidaan käyttää muissa kentänvoimakkuuksissa käytettyjen esivahvistimien mittaamiseen.

Viitteet

- [1] Webb, A. *Introduction to Biomedical Imaging*. Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [2] Roemer, P.B., Edelstein, W.A., Hayes, C.E., Souza, S.P. ja Mueller, O.M. The NMR Phased Array, *Magnetic Resonance in Medicine*, 1989, vol. 16, nro 2, s. 192–225.
- [3] Pozar, D.M. *Microwave Engineering*. 2. painos. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [4] Lehto, A., Räisänen, A. *Mikroaaltomittaustekniikka*. 6. painos. Helsinki, Otatieto, 2007.
- [5] Räisänen, A., Lehto, A. *Radiotekniikan perusteet*. 11. painos. Helsinki, Otatieto, 2003.
- [6] Motchenbacher, C.D. ja Fitchen, F.C. *Low-noise electronic design*. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1973.
- [7] Valkonen, R. ja Mallat, J. S-26.2300 Suurtaajuusmittaukset. Opetusmoniste, Teknillinen korkeakoulu, Radiolaboratorio, Otaniemi, 2007.
- [8] Agilent Technologies. Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements. Sovellusohje 57-1, 2006. Viitattu 10.1.2009. Saatavissa: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-8255E.pdf>.
- [9] Agilent Technologies. 10 Hints for Making Successful NF Measurements. Sovellusohje 57-3, 2000. Viitattu 10.1.2009. Saatavissa: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-0288E.pdf>.
- [10] Hewlett Packard. 900 and 2400 MHz Amplifiers Using the AT-3 Series Low Noise Silicon Bipolar Transistors. Sovellusohje 1085. Viitattu 10.1.2009. Saatavissa: http://hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/xrlit/an1085.pdf.
- [11] Bowick, C. *RF Circuit Design*. 2. painos. Oxford, Elsevier Inc., 2008.
- [12] Boyd, D. Calculate The Uncertainty Of NF Measurements. *Microwaves and RF*, verkkolehti, 1999, lokakuu. Viitattu 10.1.2009. Lehti ilmestyy myös painettuna. Saatavissa: <http://www.mwrf.com/Globals/PlanetEE/Content/9595.pdf>.
- [13] Silvonen, K. *Sähkötekniikka ja elektroniikka*. Helsinki, Otatieto, 2003.
- [14] Agilent Technologies. Agilent N8973A, N8974A, N8975A NFA Series Noise Figure Analyzers. Datalehti, 2007. Viitattu 10.1.2009. Saatavissa: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-0164E.pdf>.

- [15] Agilent Technologies. Agilent N4000A, N4001A, N4002A SNS Series Noise Sources 10 MHz to 26.5 GHz. Datalehti, 2008. Viitattu 10.1.2009. Saatavissa: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-0081EN.pdf>
- [16] Kreyszig, E. *Advanced Engineering Mathematics*. 8. painos. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1999.

Liite A Vahvistimen kohinaluvun kaavan johto

Tässä liitteessä johdetaan yleisesti kirjallisuudessa [4, s. 119] esiintyvä vahvistimen kohinakertoimen F kaava, joka on muotoa

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2, \quad (A1)$$

missä R_n on vahvistimen tulopuolella näkyvä ekvivalenttinen kohinaresistanssi, $Y_s = G_s + jB_s$ on generaattorin admittanssi ja $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$ on se generaattorin admittanssi, jolla kohinakerroin on minimiarvossaan.

Aloitetaan johto kohinakertoimen määritelmästä:

$$F = \frac{E_{ni}^2}{E_t^2}, \quad (A2)$$

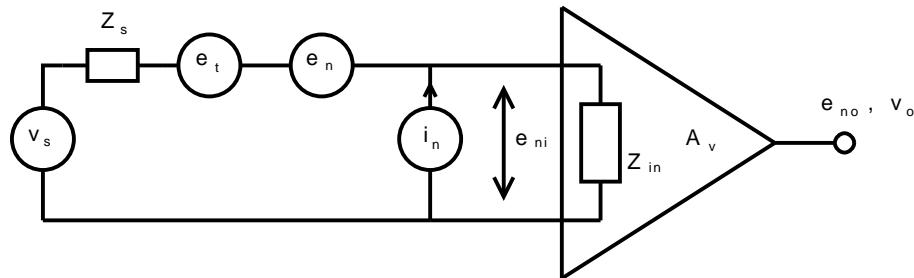
missä E_{ni} on vahvistimen tulopuolella oleva kokonaiskohinajännitteen tehollisarvo ja $E_t = \sqrt{4kT\Delta fR}$ vastaavasti vahvistimen tulopuolella oleva lämpökohinasta aiheutuneen kohinajännitteen tehollisarvo. Pienillä kirjaimilla merkatut jännite- ja virtalähteet ovat ajasta riippuvia. Ratkaistaan ensin E_{ni}^2 piirianalyysin menetelmin kuvan A1 kohinamallista. Vahvistimen lähtöpuolella olevaksi kohinajännitteeksi saadaan

$$e_{no} = A_v e_{ni} = A_v \left[\frac{(e_n + e_t)Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} + \frac{(i_n Z_s)Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} \right], \quad (A3)$$

missä Z_{in} on vahvistimen sisäänmenoimpedanssi ja Z_s generaattorin impedanssi.

Tulopuolella oleva kohinajännite voidaan laskea ulostulon kohinajännitteestä jakamalla se systeemin vahvistuksella K_t

$$e_{ni} = \frac{e_{no}}{K_t}. \quad (A4)$$



Kuva A1: Vahvistimen kohinamalli.

Systeemin vahvistus K_t riippuu vahvistimen sisäänmenon ja generaattorin impedanssiarvoista sekä vahvistimen jännitevahvistuksesta A_v

$$K_t = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A_v Z_{in}}{Z_{in} + Z_s}, \quad (\text{A5})$$

missä v_o on ulostulon jännite ja v_s lähdejännite. Sijoittamalla kaavat A3 ja A5 kaavaan A4 saadaan, että vahvistimen tulopuolen kohinajännite on

$$e_{ni} = e_n + e_t + i_n Z_s. \quad (\text{A6})$$

Kaavassa A6 kaikki jännite- ja virtatermit ovat ajasta riippuvaisia ja kompleksisia suureita. Ottamalla RMS-arvo (neliöllinen keskiarvo, Root mean square) lausekkeen molemmiin puolin päästään käsiksi haluttuun kohinajännitteen tehollisarvoon.

$$\begin{aligned} \langle |e_{ni}|^2 \rangle &= \langle |e_n + e_t + i_n Z_s|^2 \rangle \\ &= \langle (e_n + e_t + i_n Z_s)^* (e_n + e_t + i_n Z_s) \rangle \\ &= \langle |e_n|^2 \rangle + \langle |e_t|^2 \rangle + \langle e_n^* i_n Z_s \rangle + \langle e_n i_n^* Z_s^* \rangle + \langle |i_n|^2 \rangle |Z_s|^2 + \\ &\quad \langle e_t^* i_n Z_s \rangle + \langle e_t i_n^* Z_s^* \rangle + \langle e_n^* e_t \rangle + \langle e_n e_t^* \rangle, \end{aligned} \quad (\text{A7})$$

missä $\langle \dots \rangle$ tarkoittaa aritmeettista keskiarvoa. Lausekkeen A7 neljä viimeistä termiä muodostuvat toisistaan riippumattomien kohinalähteiden ristikorrelaatioista, joten ne keskiarvostuvat pois. Termit $\langle e_n^* i_n Z_s \rangle$ ja $\langle e_n i_n^* Z_s^* \rangle$ voidaan kirjoittaa muotoon

$$\langle e_n^* i_n Z_s \rangle + \langle e_n i_n^* Z_s^* \rangle = (c^* Z_s + c Z_s^*) E_n I_n,$$

missä $c = \frac{\langle e_n i_n^* \rangle}{E_n I_n}$ on korrelaatiokerroin ja c^* on sen kompleksikonjugaatti. Vahvistimen tulopuolella olevan kokonaiskohinajännitteen tehollisarvon lauseke saadaan muotoon

$$E_{ni}^2 = E_n^2 + E_t^2 + 2(c' R_s + c'' X_s) E_n I_n + I_n^2 (R_s^2 + X_s^2), \quad (\text{A8})$$

missä $c' = \text{Re}(c)$ on korrelaatiokertoimen reaaliosa ja $c'' = \text{Im}(c)$ imaginaariosa. R_s ja X_s ovat lähdeimpedanssin resistanssi ja reaktanssi. Sijoittamalla lauseke A8 kohinakertoimen määritelmän kaavaan A2 saadaan

$$F = 1 + \frac{1}{E_t^2} [E_n^2 + 2(c' R_s + c'' X_s) E_n I_n + I_n^2 (R_s^2 + X_s^2)]. \quad (\text{A9})$$

Derivoimalla saatu kohinakertoimen kaava X_s :n suhteen ja ratkaisemalla sen nollakohta saadaan laskettua optimilähdereaktanssin X_{opt} arvo. Vastaavasti derivoimalla kaava R_s :n suhteen ja sijoittamalla X_{opt} saadaan optimilähderesistanssi. Lasketut optimiarvot ovat:

$$X_{opt} = -c'' \frac{E_n}{I_n}, \quad (\text{A10})$$

$$R_{opt} = \sqrt{1 - c''^2} \frac{E_n}{I_n}. \quad (\text{A11})$$

Kun X_{opt} ja R_{opt} ovat tiedossa, voidaan kohinakertoimen kaava A9 kirjoittaa uudelleen korvaamalla kaavassa esiintyvät termit E_n/I_n seuraavasti:

$$R_{opt}^2 + X_{opt}^2 = \frac{E_n^2}{I_n^2} = |Z_{opt}|^2.$$

Sijoituksen ja termien uudelleen järjestelemisen jälkeen saadaan kaava A9 kirjoitettua seuraavanlaiseen muotoon:

$$F = 1 + \frac{I_n^2}{\alpha R_s} (R_s^2 - 2R_s R_{opt} + R_{opt}^2 + 2R_s X_{opt} + X_s^2 - 2X_{opt} X_s + X_{opt}^2 + 2c' R_s |Z_{opt}|). \quad (\text{A12})$$

Huomataan, että voidaan tehdä kaksi neliöönkorotusta:

$$F = 1 + \frac{I_n^2}{\alpha} (2R_{opt} + 2c' |Z_{opt}|) + \frac{I_n^2}{\alpha R_s} [(R_s - R_{opt})^2 + (X_s - X_{opt})^2], \quad (\text{A13})$$

missä $\alpha = 4kT\Delta f$. Kaavan kaksi ensimmäistä termiä eivät ole riippuvaisia lähdeimpedanssin Z_s arvosta, joten ne muodostavat lopullisessa kohinakertoimen kaavassa esiintyvän termin F_{min} . Hakasuluissa oleva osa voidaan kirjoittaa seuraavasti:

$$(R_s - R_{opt})^2 + (X_s - X_{opt})^2 = |Z_s - Z_{opt}|^2,$$

jolloin kaava A13 muuttuu muotoon

$$F = F_{min} + \frac{I_n^2}{\alpha R_s} |Z_s - Z_{opt}|^2. \quad (\text{A14})$$

Muutetaan seuraavaksi kaavassa esiintyvät impedanssit Z_s ja Z_{opt} admittansseiksi. Admittanssi on impedanssin käänteisluku, joka voidaan esittää seuraavasti:

$$Y_s = \frac{1}{R_s + jX_s} = \frac{R_s}{|Z_s|^2} + j \frac{-X_s}{|Z_s|^2} = G_s + jB_s. \quad (\text{A15})$$

Ratkaistaan kaavasta A15 lähderesistanssi $R_s = G_s|Z_s|^2$ ja sijoitetaan se kaavaan A14. Termien järjestelyn jälkeen saadaan kohinakertoimen kaava muotoon

$$F = F_{min} + \frac{E_n^2}{\alpha G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2, \quad (\text{A16})$$

missä G_s on lähdekonduktanssi ja E_n^2/α tunnistetaan ekvivalenttiseksi kohinaresistanssiksi R_n :

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2. \quad (\text{A17})$$

Liite B Mitattujen kohinalukujen sovitus kohina- ympyröihin

Esivahvistimen kohinaluku eri lähdeimpedanssin arvoilla saadaan laskettua kaavalla

$$F(Y_s) = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2, \quad (B1)$$

kun tunnetaan kohinaparametrit F_{min} , R_n , G_{opt} ja B_{opt} . Tässä liitteessä esitetään sovitusmenetelmä mallin B1 parametrien sovittamiseksi mitattuun dataan. Sovitusmenetelmänä käytetään pienimmän neliösumman menetelmää, joten parametrisoidaan malli uudelleen muotoon

$$f(Y_s) = a + bu_1 + cu_2 + du_3, \quad (B2)$$

missä a , b , c ja d ovat sovituksessa määritettävät parametrit. Termit u_1 , u_2 ja u_3 ovat mittaustietoa. Kohinaluvun kaava B1 voidaan hajottaa seuraavanlaiseksi yhtälöksi

$$F = [F_{min} - 2R_n G_{opt}] + [R_n |Y_{opt}|^2] \frac{1}{G_s} + [-2R_n B_{opt}] \frac{B_s}{G_s} + [R_n] \left(G_s + \frac{B_s^2}{G_s} \right), \quad (B3)$$

josta poimitaan sovituksessa määritettävät parametrit:

$$a = F_{min} - 2R_n G_{opt}, \quad (B4)$$

$$b = R_n |Y_{opt}|^2, \quad (B5)$$

$$c = -2R_n B_{opt}, \quad (B6)$$

$$d = R_n. \quad (B7)$$

Termit u_1 , u_2 ja u_3 ovat muotoa:

$$u_1 = 1/G_s, \quad (B8)$$

$$u_2 = B_s/G_s, \quad (B9)$$

$$u_3 = G_s + B_s^2/G_s. \quad (B10)$$

PNS-sovituksen mukaisesti neliösumma saadaan laskettua seuraavasti [16, s. 914]:

$$q = \sum_{i=1}^n (F_i - f(Y_{si}))^2, \quad (B11)$$

missä n on mittauspisteiden lukumäärä. Neliösumma q riippuu tekijöistä a , b , c ja d . Jokaiselle pisteelle annetaan sama painoarvo, koska tässä työssä toteutussa esivahvistimen kohinamittauksessa jokaisella mittapistellä oli saman suuruinen virhearvo. Pienin neliösumma löydetään derivoimalla q sen tekijöiden suhteen ja ratkaisemalla derivaattojen nollakohdat:

$$\frac{\partial q}{\partial a} = -2 \sum (F_i - f(Y_{si})) = 0, \quad (\text{B12})$$

$$\frac{\partial q}{\partial b} = -2 \sum (F_i - f(Y_{si}))u_{1i} = 0, \quad (\text{B13})$$

$$\frac{\partial q}{\partial c} = -2 \sum (F_i - f(Y_{si}))u_{2i} = 0, \quad (\text{B14})$$

$$\frac{\partial q}{\partial d} = -2 \sum (F_i - f(Y_{si}))u_{3i} = 0. \quad (\text{B15})$$

Yhtälöistä B12, B13, B14 ja B15 saadaan muodostettua sovituksen normaaliyhtälöt [16, s. 914], jotka ovat muotoa:

$$\begin{bmatrix} n & \sum u_{1i} & \sum u_{2i} & \sum u_{3i} \\ \sum u_{1i} & \sum u_{1i}^2 & \sum u_{1i}u_{2i} & \sum u_{1i}u_{3i} \\ \sum u_{2i} & \sum u_{1i}u_{2i} & \sum u_{2i}^2 & \sum u_{2i}u_{3i} \\ \sum u_{3i} & \sum u_{1i}u_{3i} & \sum u_{2i}u_{3i} & \sum u_{3i}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum F_i \\ \sum u_{1i}F_i \\ \sum u_{2i}F_i \\ \sum u_{3i}F_i \end{bmatrix} \quad (\text{B16})$$

Yhtälöryhmän B16 ratkaisuna saadaan parametrien a , b , c ja d arvot, joista takaisin ratkaisemalla saadaan kohinaparametrit F_{min} , R_n , G_{opt} ja B_{opt} .

Kohinaympyröiden kuvaaja (ks. sivu 36) saadaan piirrettyä saattamalla kaava B1 ympyrän yhtälön muotoon:

$$\left[G_s - \left(G_{opt} + \frac{F - F_{min}}{2R_n} \right) \right]^2 + (B_s - B_{opt})^2 = \left(G_{opt} + \frac{F - F_{min}}{2R_n} \right)^2 - G_{opt}^2, \quad (\text{B17})$$

jossa

$$\left(G_{opt} + \frac{F - F_{min}}{2R_n}, B_{opt} \right) \quad (\text{B18})$$

on ympyrän keskipiste ja

$$\sqrt{\left(G_{opt} + \frac{F - F_{min}}{2R_n} \right)^2 - G_{opt}^2} \quad (\text{B19})$$

on sen säde.